

Bibliographic data: **JP2002514033 (A) — 2002-05-14**

**METHOD AND APPARATUS FOR DETERMINING SPATIAL SIGNATURES FOR CALIBRATING A COMMUNICATION STATION HAVING AN ANTENNA ARRAY**

JP2002514033 (A) - METHOD AND APPARATUS FOR DETERMINING SPATIAL  
Page bookmark SIGNATURES FOR CALIBRATING A COMMUNICATION STATION HAVING AN  
ANTENNA ARRAY

Inventor(s):

Applicant(s): ARRAYCOMM INC [US]

- H01Q1/24; H01Q3/26; H04B17/00; H04B7/005; H04B7/04; H04B7/06;  
international: H04B7/08; H04L25/03; (IPC1-7): H01Q3/26; H04B7/04; H04B7/06

Classification:

- European: H01Q1/24A3; H01Q3/26C; H01Q3/26F; H04B17/00A; H04B17/00A1;  
H04B7/005; H04B7/06C1; H04B7/08C4J; H04L25/03B9

Application  
number: JP20000547706T 19990422

Priority  
number(s): US19980083875P 19980501; WO1999US08856 19990422

Also published JP4402294 (B2) WO9957820 (A1) EP1078476 (A1) EP1513271 (A2)  
as: EP1513271 (A3) more

Abstract not available for JP2002514033 (A)

Abstract of corresponding document: WO9957820 (A1)

A method and apparatus for estimating the downlink signature for a remote transceiver (141, 143) which is part of a wireless communication system that includes a main transceiver (101) for communicating with the remote transceiver (141, 143). The main transceiver includes an array of transmit antenna elements (105). The method uses the remote transceiver for receiving signals when the main transceiver transmits downlink calibration signals. When the main transceiver also has a receive antenna array, the remote transceiver can transmit uplink calibration signals to the main transceiver for determining an uplink signature. The downlink and uplink signatures are used to determine a calibration function to account for differences in the apparatus chains that include the antenna elements of the arrays, and that enable downlink smart antenna processing weights (118) to be determined from uplink smart antenna processing weights (115) when the main transceiver includes means for smart antenna processing according to weights.



(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B 7/04		H 0 4 B 7/04	5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/26		H 0 1 Q 3/26	A 5 K 0 5 9
H 0 4 B 7/06		H 0 4 B 7/06	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 92 頁)

(21) 出願番号 特願2000-547706(P2000-547706)  
 (86) (22) 出願日 平成11年4月22日(1999.4.22)  
 (85) 翻訳文提出日 平成12年11月1日(2000.11.1)  
 (86) 国際出願番号 P C T / U S 9 9 / 0 8 8 5 6  
 (87) 国際公開番号 W O 9 9 / 5 7 8 2 0  
 (87) 国際公開日 平成11年11月11日(1999.11.11)  
 (31) 優先権主張番号 6 0 / 0 8 3 , 8 7 5  
 (32) 優先日 平成10年5月1日(1998.5.1)  
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)

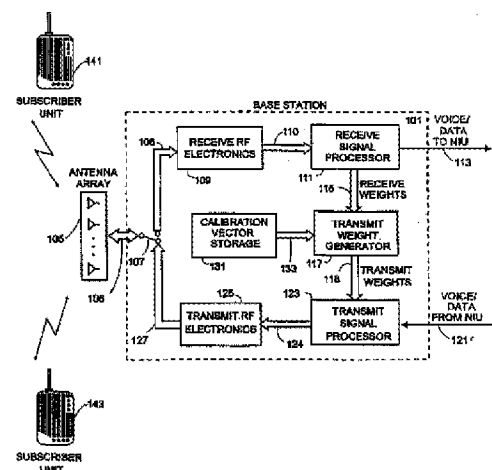
(71) 出願人 アレイコム・インコーポレーテッド  
 アメリカ合衆国・95131・カリフォルニア  
 州・サン ホゼ・ノース ファースト ス  
 トリート・2480・スイート 200  
 (72) 発明者 ボロス, チボー  
 アメリカ合衆国・94086・カリフォルニア  
 州・サニーベール・サウス フェア オー  
 クス アベニュー・655・アパートメント  
 ケー215  
 (74) 代理人 弁理士 山川 政樹

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナ・アレイを備えた通信端末を校正するための空間的なシグネチャを決定するための方法  
 および装置

## (57) 【要約】

遠隔送受信機(141、143)と通信する主送受信機(101)を含む無線通信システムの一部である遠隔送受信機(141、143)のためのダウンリンク符合を推定するための方法および装置。主送受信機は送信アンテナ素子のアレイ(105)を含む。その方法は、主送受信機がダウンリンク校正信号を送信するときに、遠隔送受信機を使用して信号を受信する。主送受信機が受信アンテナ・アレイをも有するときは、遠隔送受信機は、アップリンク符合を決定するためにアップリンク校正信号を主送受信機に送信することができる。主送受信機が重みによるスマートアンテナ処理のための手段を含むときは、ダウンリンクおよびアップリンク符合を使用して、アレイのアンテナ素子を含み、アップリンクスマートアンテナ処理重み(115)からダウンリンクスマートアンテナ処理重み(118)を決定することが可能な装置システムの相違を明らかにするための校正関数を決定する。





【特許請求の範囲】

【請求項1】 主送受信機およびその主送受信機から信号を受信したり、その主送受信機に信号を送信することが可能な遠隔送受信機を備えた無線通信システムであって、前記主送受信機が送信アンテナ素子のアレイおよび少なくとも1つの受信アンテナ素子を備え、各送信アンテナ素子は送信アンテナ素子を使用して送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部であり、かつ各受信アンテナ素子は受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信機装置系統の一部であり、前記主送受信機および前記遠隔送受信機はエアー・インターフェース規格に準拠する波形を使用する相互通信に合わせて設計された無線通信システムにおける、遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを推定するための方法であって、

(a) 1つまたは複数のダウンリンク較正波形のセットを前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機に送信し、前記ダウンリンク較正波形のセットは実質的にエアー・インターフェース規格に準拠し、

(b) 前記ダウンリンク較正波形に対応する前記遠隔送受信機で受信された信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、

(c) 実質的にエアー・インターフェース規格に準拠した波形を使用して前記遠隔送受信機から前記主送受信機に前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信し、かつ

(d) 前記主送受信機において受信されるダウンリンク・シグネチャ関連信号から前記遠隔送受信機のダウンリンク・シグネチャを決定することを含む方法。

【請求項2】 少なくとも1つの受信アンテナ素子は受信アンテナ素子のアレイを形成する複数の受信アンテナ素子であり、受信アンテナ素子の前記アレイの数が送信アンテナ素子の前記アレイにおけるアンテナ素子の数と同じであり、

(e) 1つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを遠隔送受信機から前記主送受信機に送信し、ダウンリンク較正波形の前記セットは実質的にエアー・インターフェースに準拠し、

(f) 前記遠隔送受信機から送信された前記アップリンク較正信号に対応する



受信アンテナ信号を前記主送受信機において処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、かつ

(h) 前記遠隔送受信機のための前記アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャから前記主送受信機のための較正関数を決定することをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項3】 主送受信機および前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な遠隔送受信機を備えた無線通信システムであって、前記主送受信機が送信アンテナ素子のアレイおよび少なくとも1つの受信アンテナ素子を備え、各送信アンテナ素子は送信アンテナ素子を使用して送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部であり、かつ各受信アンテナ素子は受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信機装置系統の一部であり、前記主送受信機および前記遠隔送受信機はエアー・インターフェース規格に準拠する波形を使用する相互通信に合わせて設計された無線通信システムにおける、遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを推定するための方法であって、

(a) 1つまたは複数のダウンリンク較正波形のセットを前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機に送信し、前記ダウンリンク較正波形のセットは周波数オフセット、位相ノイズ、I/Q不整合およびタイミングオフセットを含む1つまたは複数のセットに耐えるよう設計され、

(b) 前記ダウンリンク較正波形に対応する前記遠隔送受信機で受信された信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、

(c) 前記遠隔送受信機から前記主送受信機に前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信し、かつ

(d) 前記主送受信機において受信されるダウンリンク・シグネチャ関連信号から前記遠隔送受信機のダウンリンク・シグネチャを決定することを含む方法。

【請求項4】 少なくとも1つの受信アンテナ素子は受信アンテナ素子のアレイを形成する複数の受信アンテナ素子であり、受信アンテナ素子の前記アレイの数が送信アンテナ素子の前記アレイ内のアンテナ素子の数と同じであり、



(e) 1つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを遠隔送受信機から前記主送受信機に送信し、ダウンリンク較正波形の前記セット、

(f) 前記主送受信機において前記遠隔送受信機から送信される前記アップリンク較正信号に対応する前記受信アンテナ信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、かつ

(g) 前記遠隔送受信機のための前記アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャから前記主送受信機のための較正関数を決定することをさらに含む請求項3に記載の方法。

【請求項5】 ダウンリンク較正波形の前記セットはエアー・インターフェース規格に準拠した請求項3または請求項4に記載の方法。

【請求項6】 主送受信機および前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な遠隔送受信機を備えた無線通信システムであって、前記主送受信機が送信アンテナ素子のアレイおよび少なくとも1つの受信アンテナ素子を備え、各送信アンテナ素子は送信アンテナ素子を使用して送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部であり、かつ各受信アンテナ素子は受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信機装置系統の一部であり、前記主通信送受信機はトラフィック波形を送信するように設計され、ダウンリンク較正波形を送信するようにも設計された無線通信システムにおける、遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを推定するための方法であって、

(a) 前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機にダウンリンク較正波形およびトラフィック波形を送信し、前記ダウンリンク較正波形に前記トラフィック較正波形が散在し、

(b) 前記遠隔送受信機において受信された前記信号がダウンリンク較正波形に対応するか、またはトラフィック較正波形に対応するかを前記遠隔送受信機において判断し、

(c) ステップ(b)でダウンリンク較正波形に対応すると判断された前記遠隔送受信機において受信された信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のための前記ダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信



号を決定し、

(d) ステップ (b) でトラフィック波形に対応すると判断された前記遠隔送受信機において受信された信号を処理し、前記処理は正規トラフィック機能を果たし、

(e) 前記遠隔送受信機から前記主送受信機に前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信し、かつ

(f) 前記主送受信機において受信された前記前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号から前記遠隔送受信機のダウンリンク・シグネチャを決定することを含む方法。

【請求項 7】 前記ダウンリンク較正波形は非活動期に送信される請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】 前記ダウンリンク較正波形は、前記主送受信機からいくつかのアイドル波形が送信された後でなければ送信されない請求項 6 または請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】 少なくとも 1 つの受信アンテナ素子が受信アンテナ素子のアレイを形成する複数の受信アンテナ素子であり、受信アンテナ素子の前記アレイの数が送信アンテナ素子の前記アレイにおけるアンテナ素子の数と同じであり、

(h) 1 つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを遠隔送受信機から前記主送受信機に送信し、

(h) 前記主送受信機において前記遠隔送受信機から送信される前記アップリンク較正信号に対応する前記受信アンテナ信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、かつ

(j) 前記遠隔送受信機のための前記アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャから前記送受信機のための較正関数を決定することをさらに含む請求項 6、7 または 8 のいずれかに記載の方法。

【請求項 10】 前記主送受信機から送信される前記ダウンリンク波形は、周波数オフセット、位相ノイズ、I/Q 不整合およびタイミングオフセットを含む 1 つまたは複数のセットに耐えるよう設計された請求項 6 ないし 9 のいずれかに記載の方法。



【請求項 11】 主送受信機および前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な遠隔送受信機を備えた無線通信システムであって、前記主送受信機がアンテナ素子のアレイおよび受信アンテナ素子のアレイを備え、各送信アンテナ素子は送信アンテナ素子を使用して送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部であり、かつ各受信アンテナ素子は受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信機装置系統の一部であり、受信アンテナ素子の前記アレイの数が送信アンテナ素子の前記アレイ内のアンテナ素子の数と同じであり、前記主送受信機はアップリンク重みベクトルによる直線的アップリンク適応スマートアンテナ処理を含むアップリンク適応スマートアンテナ処理、およびダウンリンク重みベクトルによる直線的ダウンリンク適応スマートアンテナ処理を含むダウンリンク適応スマートアンテナ処理のための手段を備え、前記遠隔送受信機はエアー・インターフェース規格に準拠した波形を用いた相互通信に向けて設計されており、前記主送受信機は前記遠隔送受信機のためのアップリンク重みベクトルを決定する手段をさらに備えた無線通信システムにおける、前記遠隔送受信機のためのダウンリンク重みベクトルを決定するための方法であって、

(a) 1つまたは複数のダウンリンク較正波形のセットを前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機に送信し、前記ダウンリンク較正波形のセットは実質的にエアー・インターフェース規格に準拠し、

(b) 前記ダウンリンク較正波形に対応する前記遠隔送受信機で受信された信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、

(c) 前記遠隔送受信機から前記主送受信機に前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信し、

(d) 1つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを前記遠隔送受信機から前記主送受信機に送信し、

(e) 前記主送受信機において前記遠隔送受信機から送信される前記アップリンク較正信号に対応する前記受信アンテナ信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、



(f) 前記遠隔送受信機から前記主送受信機において受信されたあらゆる信号から前記遠隔送受信機のためのアップリンク重みベクトルを決定し、かつ

(g) 決定されたアップリンク重みベクトル

決定されたアップリンク・シグネチャ、および

前記主送受信機において受信された前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号に対応する受信アンテナ信号から前記遠隔送受信機のためのダウンリンク重みベクトルを決定することを含む方法。

【請求項12】 ダウンリンク重み決定ステップは、

(i) 前記決定されたアップリンク・シグネチャおよび前記主送受信機において受信されたダウンリンク・シグネチャ関連信号に対応する受信アンテナ信号、ならびに前記主送受信機において受信されたダウンリンク・シグネチャ関連信号から前記遠隔送受信機のための較正関数を決定し、かつ

(ii) 前記決定されたアップリンク重みベクトルおよび前記較正関数からダウンリンク重みベクトルを決定することを含む請求項11に記載の方法。

【請求項13】 主送受信機および各々が前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な複数の遠隔送受信機を備えた無線通信システムであって、前記主送受信機が送信アンテナ素子のアレイおよび少なくとも1つの受信アンテナ素子を備え、各送信アンテナ素子は送信アンテナ素子を使用して送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部であり、かつ各受信アンテナ素子は受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信機装置系統の一部である無線通信システムにおける、遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを推定する方法であって、

(a) 1つまたは複数のダウンリンク較正波形のセットを前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機に送信し、

(b) 前記ダウンリンク較正波形に対応する各遠隔送受信機で受信された信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、

(c) 実質的にエアー・インターフェース規格に準拠した波形を使用して各遠隔送受信機から前記主送受信機に前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信



し、

(d) 前記主送受信機において遠隔送受信機から受信された前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号から各遠隔送受信機のためのダウンリンク信号を決定し、かつ

(e) 前記遠隔送受信機のための前記ダウンリンク信号を組み合わせる複合ダウンリンク・シグネチャを決定することを含む方法。

【請求項14】 前記主送受信機および前記遠隔送受信機はエアー・インターフェース規格に準拠した波形を用いる相互通信に向けて設計されており、ダウンリンク較正波形のセットにおける各波形は実質的にエアー・インターフェース規格に準拠した請求項13に記載の方法。

【請求項15】 少なくとも1つの受信アンテナ素子が受信アンテナ素子のアレイを形成する複数の受信アンテナ素子であり、受信アンテナ素子の前記アレイの数が送信アンテナ素子の前記アレイにおけるアンテナ素子の数と同じであり、

(f) 1つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを遠隔送受信機から前記主送受信機に送信し、

(g) 前記主送受信機において前記遠隔送受信機から送信される前記アップリンク較正信号に対応する前記受信アンテナ信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、

(h) 前記遠隔送受信機のための前記アップリンク信号を組み合わせる複合アップリンク・シグネチャを決定し、かつ

(i) 前記遠隔送受信機のための前記アップリンクおよびダウンリンク複合符号から前記主送受信機のための較正関数を決定することをさらに含む請求項13または請求項14に記載の方法。

【請求項16】 前記主送受信機は、アップリンク重みベクトルによる直線的アップリンク適応スマートアンテナ処理を含むアップリンク適応スマートアンテナ処理、およびダウンリンク重みベクトルによる直線的ダウンリンク適応スマートアンテナ処理を含むダウンリンク適応スマートアンテナ処理のための手段を備え、



(k) 前記遠隔送受信機が前記主送受信機に送信している間に受信される受信アンテナ信号を処理することによって、加入者ユニットから受信するためのアップリンク重みベクトルを前記主送受信機において決定し、かつ

(1) 決定されたアップリンク重みおよび較正係数から、前記遠隔送受信機に送信するためのダウンリンク重みを前記主送受信機において決定することを含む請求項 15 に記載の方法。

【請求項 17】 前記符合の組合せを主成分法によって行う請求項 13 ないし 16 のいずれかに記載の方法。

【請求項 18】 各遠隔送受信機は前記主送受信機に対して遠隔送受信機受信信号推定値をも送信し、前記信号の組合せは重み付け組合せであって、各遠隔送受信機に対する符合の重みは前記遠隔送受信機受信信号品質推定値または前記遠隔送受信機である請求項 17 に記載の方法。

【請求項 19】 符合推定値の成分が、それが他のアンテナ素子に比べて弱い受信または送信アンテナ素子に対応する場合は破棄される請求項 15 または 16 に記載の方法。

【請求項 20】 アップリンク較正信号がアイドルトラフィック波形である請求項 2、4、9、12、15、16 または 19 のいずれかに記載の方法。

【請求項 21】 アップリンク較正信号がダウンリンク・シグネチャ関連信号である請求項 2、4、9、12、15、16 または 19 のいずれかに記載の方法。

【請求項 22】 前記主送受信機は、アップリンク重みベクトルによる直線的アップリンク適応スマートアンテナ処理を含むアップリンク適応スマートアンテナ処理、およびダウンリンク重みベクトルによる直線的ダウンリンク適応スマートアンテナ処理を含むダウンリンク適応スマートアンテナ処理のための手段を備え、

(h) 前記遠隔送受信機が前記主送受信機に送信している間に受信される受信アンテナ信号を処理することによって、加入者ユニットから受信するためのアップリンク重みベクトルを前記主送受信機において決定し、かつ

(1) 決定されたアップリンク重みおよび較正係数から、前記遠隔送受信機に



送信するためのダウンリンク重みを前記主送受信機において決定することを含む請求項 2、4、9、12、15 または 19 のいずれかに記載の方法。

【請求項 23】 前記ダウンリンク・シグネチャは、前記送信アンテナ・アレイの参照アンテナ素子に対して決定され、各送信アンテナ素子から送信された信号が実質的に直交するように前記ダウンリンク較正波形が選択される請求項 1 ないし 22 のいずれかに記載の方法。

【請求項 24】 前記ダウンリンク較正波形は、前記送信アレイのいずれか 2 つの異なるアンテナ素子から送信されたいずれか 2 つの較正信号のドット積が純音になるように選択された変調コンスタントモジュラス較正信号である請求項 23 に記載の方法。

【請求項 25】 前記ダウンリンク較正波形は M 個の異なる変調コンスタントモジュラス較正信号の組合せを含み、M はダウンリンク・シグネチャが決定されるアンテナ・アレイのアンテナ素子の数であり、各較正信号は、それぞれ第 1 のセグメントおよび第 2 のセグメントで表される 2 つのセグメントを含み、前記 2 つのセグメントは各々の較正信号について全く同様に時間調節されて、前記第 1 のセグメントの時間間隔では前記送信アレイの各々の前記アンテナ素子から前記較正信号の直線的組合せの第 1 のセットが送信され、第 2 のセグメントの時間間隔では前記送信アレイの各々の前記アンテナ素子から前記較正信号の直線的組合せの第 2 のセットが送信される請求項 23 または請求項 24 に記載の方法。

【請求項 26】 前記送信アレイの各アンテナ素子から送信される信号は変調された音信号であり、異なるアレイからの前記音信号の周波数はそれぞれ異なり、ダウンリンク・シグネチャ関連信号決定処理ステップおよびダウンリンク・シグネチャ決定ステップはともに、

前記遠隔送受信機において受信される前記信号と各々の前記音信号とを相互に関連づけ、かつ

参照素子から送信される信号との相関関係を標準化することを含む請求項 23 に記載の方法。

【請求項 27】 M 個のアンテナ素子が存在し、直線的組合せの前記第 1 のセットは前記参照アンテナ素子から送信される M 個の異なる音信号の合計であり



、他の送信アンテナ素子から送信される音信号のいずれでもなく、前記異なる音信号の音の周波数はそれぞれ異なり、直線的組合せの前記第2のセットは各々の前記アンテナ素子から送信される音信号の異なるセットであり、異なるアレイからの音の周波数はそれぞれ異なり、前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定する処理およびダウンリンク・シグネチャの決定はともに、

前記遠隔送受信機において第1のセグメントの間に受信される前記信号と各アンテナ素子によって送信される前記第1のセグメント信号の各々とを相互に関連づけて第1のセグメント相関関係を取得し、

前記第1のセグメントと前記参照素子から送信される信号との相関関係を用いて前記第1のセグメント相関関係を標準化し、前記標準化は第1のセグメント標準化相関関係を形成し、

前記遠隔送受信機において第2のセグメントの間に受信される前記信号と各アンテナ素子によって送信される前記第2のセグメント信号の各々とを相互に関連づけて第2のセグメント相関関係を取得し、

前記第1のセグメントと前記参照素子から送信される信号との相関関係を用いて前記第2のセグメント相関関係を標準化し、前記標準化は第2のセグメント標準化相関関係を形成し、かつ

対応する第1のセグメント標準化相関関係によって第2のセグメント標準化相関関係をそれぞれ分割してダウンリンク・シグネチャ推定値の成分を形成することを含む請求項23に記載の方法。

【請求項28】 前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを含む請求項1ないし27のいずれかに記載の方法。

【請求項29】 送信アンテナ素子の前記アレイおよび1つまたは複数の受信アンテナ素子が共通のアンテナを含む請求項1ないし28のいずれかに記載の方法。

【請求項30】 前記ダウンリンク・シグネチャ推定値は最尤推定値と判断される請求項1ないし29のいずれかに記載の方法。

【請求項31】 前記通信システムは、各々が1つまたは複数の加入者ユニ



ットを有する1つまたは複数の基地局を含むセルラシステムであり、主送受信機は基地局の1つである請求項1ないし30のいずれかに記載の方法。

【請求項32】 前記遠隔送受信機は前記主送受信機の加入者ユニットである請求項31に記載の方法。

【請求項33】 前記エアー・インターフェース規格はPHSである請求項1ないし32のいずれかに記載の方法。

【請求項34】 (a) (i) 各々の送信アンテナ素子が前記送信アンテナ素子から送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部である送信アンテナ素子のアレイと、

(i i) 各々の受信アンテナ素子が前記受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信装置系統の一部である1つまたは複数の受信アンテナ素子と、

(i i i) 受信アンテナ信号を処理し、かつ送信装置信号を形成するための1つまたは複数の主送受信機信号プロセッサとを備えた主送受信機と、

(b) エアー・インターフェース規格に準拠した波形を使用して前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な遠隔送受信機であって、

(i) 遠隔送受信機受信信号を受信するための遠隔送受信機受信アンテナを含む遠隔送受信機受信機と、

(i) 前記主送受信機に遠隔送受信機送信信号を送信するための遠隔送受信機送信アンテナを含む遠隔送受信機送信機と、

(i i i) 遠隔送受信機受信信号を処理し、かつ遠隔送受信機送信信号を形成するための1つまたは複数の遠隔送受信機信号プロセッサとを備えた遠隔送受信機とを備えた無線通信システムであって、

少なくとも1つの前記主送受信機信号プロセッサは、

前記主送受信機から前記送信アンテナ・アレイを介して前記遠隔送受信機にダウンリンク較正波形のセットを送信し、ダウンリンク較正波形の前記セットがエアー・インターフェース規格に実質的に準拠するようプログラムされ、

少なくとも1つの前記遠隔送受信機信号プロセッサは、



前記送信されたダウンリンク較正波形に対応する前記遠隔送受信機において受信された信号を処理して、前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、かつ

実質的にエアー・インターフェース規格に準拠した波形を使用して前記遠隔送受信機から前記主送受信機にダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信するようプログラムされ、

少なくとも1つの前記主送受信機信号プロセッサは、

前記主送受信機において前記主送受信機から受信された前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を処理して、前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを決定するようプログラムされた無線通信システム。

【請求項35】 前記少なくとも1つの受信アンテナ素子は受信アンテナ素子のアレイを形成する複数の受信アンテナ素子であり、受信アンテナ素子の前記アレイにおける素子の数は送信アンテナ素子のアレイにおけるアンテナ素子の数と同じであり、少なくとも1つの前記送受信機信号プロセッサは、

1つまたは複数のアップリンク較正波形のセットを前記主送受信機に送信するようプログラムされ、

少なくとも1つの前記主送受信機信号プロセッサは、

前記遠隔送受信機から送信された前記アップリンク較正波形に対応する受信アンテナ信号を処理し、前記処理は前記遠隔送受信機のためのアップリンク・シグネチャを決定し、かつ

前記遠隔送受信機のための前記アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャから前記主送受信機のための較正関数を決定するようプログラムされた請求項34に記載のシステム。

【請求項36】 前記主送受信機は、アップリンク重みベクトルによる直線的アップリンク適応スマートアンテナ処理を含むアップリンク適応スマートアンテナ処理、およびダウンリンク重みベクトルによる直線的ダウンリンク適応スマートアンテナ処理を含むダウンリンク適応スマートアンテナ処理のための手段をさらに備え、少なくとも1つの前記送受信機信号プロセッサは、

前記遠隔送受信機が前記主送受信機に送信している間に受信された受信アン



テナ信号を処理することによって、前記加入者ユニットから受信するためのアップリンク重みベクトルを決定し、かつ

前記遠隔送受信機について決定された前記アップリンク重みおよび較正係数から、前記遠隔送受信機に送信するためのダウンリンク重みを決定するようプログラムされた請求項35に記載のシステム。

【請求項37】 (a) (i) 各々の送信アンテナ素子が前記送信アンテナ素子から送信装置信号を送信するための送信電子系統の一部である送信アンテナ素子のアレイと、

(i i) 各々の受信アンテナ素子が前記受信アンテナ素子から受信アンテナ信号を受信するための受信装置系統の一部であり、前記受信アレイにおける能動素子の数は前記送信アレイにおける能動素子の数と同じである受信アンテナ素子のアレイと、

(i i i) 受信アンテナ信号を処理し、かつ送信装置信号を形成するための1つまたは複数の主送受信機信号プロセッサとを備えた主送受信機と、

(b) 各々が前記主送受信機から信号を受信したり、前記主送受信機に信号を送信することが可能な複数の遠隔送受信機であって、各々の送受信機が、

(i) 遠隔送受信機受信信号を受信するための遠隔送受信機受信アンテナを含む遠隔送受信機受信機と、

(i i) 前記主送受信機に遠隔送受信機送信信号を送信するための遠隔送受信機送信アンテナを含む遠隔送受信機送信機と、

(i i i) 遠隔送受信機受信信号を処理し、かつ遠隔送受信機送信信号を形成するための1つまたは複数の遠隔送受信機信号プロセッサとを備えた複数の遠隔送受信機とを備えた無線通信システムであって、

少なくとも1つの前記主送受信機信号プロセッサは、

前記主送受信機から前機送信アンテナ・アレイを介して前記複数の遠隔送受信機にダウンリンク較正波形のセットを送信するようプログラムされ、

少なくとも1つの各遠隔送受信機の遠隔送受信機信号プロセッサは、

前記遠隔送受信機において受信された前記送信されたダウンリンク較正波形に対応する信号を処理して、前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチ



ャに関連するダウンリンク・シグネチャ関連信号を決定し、

実質的にエアー・インターフェース規格に準拠した波形を使用して前記遠隔送受信機から前記主送受信機にダウンリンク・シグネチャ関連信号を送信し、かつ

1つまたは複数のアップリンク較正信号を前記遠隔送受信機から前記主送受信機に送信するようプログラムされ、

少なくとも1つの前記主送受信機信号プロセッサは、

前記主送受信機において各遠隔送受信機から受信された前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号を処理して、前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを決定し、

各遠隔送受信機からの前記アップリンク較正信号に対応する受信アンテナ信号を処理して、前記遠隔送受信機のためのアップリンク複合符合を決定し、

前記送受信機のためのダウンリンク信号を組み合わせて、ダウンリンク複合符合を決定し、

前記送受信機のためのアップリンク・シグネチャを組み合わせて、アップリンク複合符合を決定し、かつ

前記ダウンリンク複合符合および前記アップリンク複合符合から前記主送受信機のための較正関数を決定するようプログラムされた無線通信システム。

【請求項38】 前記アップリンク較正信号はアイドルトラフィック波形である請求項35ないし37のいずれかに記載のシステム。

【請求項39】 前記アップリンク較正信号はダウンリンク・シグネチャ関連信号である請求項35ないし37のいずれかに記載のシステム。

【請求項40】 前記ダウンリンク・シグネチャは、前記送信アンテナ・アレイの参照アンテナ素子に対して決定され、各送信アンテナ素子から送信された信号が実質的に直交するように前記ダウンリンク較正波形が選択される請求項34ないし39のいずれかに記載のシステム。

【請求項41】 前記ダウンリンク較正波形は、周波数オフセット、位相ノイズ、I/Q不整合およびタイミングオフセットを含む1つまたは複数のセットに耐えるよう設計された請求項40に記載のシステム。



【請求項4 2】 前記ダウンリンク較正波形は、前記送信アレイのいずれか2つの異なるアンテナ素子から送信されたいずれか2つの較正信号のドット積が純音になるように選択された変調コンスタントモジュラス較正信号である請求項4 1に記載のシステム。

【請求項4 3】 前記ダウンリンク較正波形はM個の異なる変調コンスタントモジュラス較正信号の組合せを含み、Mはダウンリンク・シグネチャが決定されるアンテナ・アレイのアンテナ素子の数であり、各較正信号は、それぞれ第1のセグメントおよび第2のセグメントで表される2つのセグメントを含み、前記2つのセグメントは各々の較正信号について全く同様に時間調節されて、前記第1のセグメントの時間間隔では前記送信アレイの各々の前記アンテナ素子から前記較正信号の直線的組合せの第1のセットが送信され、第2のセグメントの時間間隔では前記送信アレイの各々の前記アンテナ素子から前記較正信号の直線的組合せの第2のセットが送信される請求項4 1に記載のシステム。

【請求項4 4】 前記送信アレイの各アンテナ素子から送信される信号は変調された音信号であり、異なるアレイからの前記音信号の周波数はそれぞれ異なり、ダウンリンク・シグネチャ信号の決定およびダウンリンク・シグネチャの決定はともに、

前記遠隔送受信機において受信される前記信号と各々の前記音信号とを相互に関連づけ、

参照素子から送信される信号との相関関係を標準化することを含む請求項4 2に記載のシステム。

【請求項4 5】 M個のアンテナ素子が存在し、直線的組合せの前記第1のセットは前記参照アンテナ素子から送信されるM個の異なる音信号の合計であって、他の送信アンテナ素子から送信される音信号ではなく、前記異なる音信号の音の周波数はそれぞれ異なり、直線的組合せの前記第2のセットは各々の前記アンテナ素子から送信される音信号の異なるセットであり、異なるアレイからの音の周波数はそれぞれ異なり、ダウンリンク・シグネチャ信号の決定およびダウンリンク・シグネチャの決定はともに、

前記遠隔送受信機において第1のセグメントの間に受信される前記信号と各ア



ンテナ素子によって送信される前記第1のセグメント信号の各々とを相互に関連づけて第1のセグメント相関関係を取得し、

前記第1のセグメントと前記参照素子から送信される信号との相関関係を用いて前記第1のセグメント相関関係を標準化し、前記標準化は第1のセグメント標準化相関関係を形成し、

前記遠隔送受信機において第2のセグメントの間に受信される前記信号と各アンテナ素子によって送信される前記第2のセグメント信号の各々とを相互に関連づけて第2のセグメント相関関係を取得し、

前記第1のセグメントと前記参照素子から送信される信号との相関関係を用いて前記第2のセグメント相関関係を標準化し、前記標準化は第2のセグメント標準化相関関係を形成し、かつ

対応する第1のセグメント標準化相関関係によって第2のセグメント標準化相関関係をそれぞれ分割してダウンリンク・シグネチャ推定値の成分を形成することを含む請求項41に記載のシステム。

【請求項46】 前記通信システムは、各々が1つまたは複数の加入者ユニットを有する1つまたは複数の基地局を含むセルラシステムであり、主送受信機は基地局の1つである請求項34ないし45のいずれかに記載のシステム。

【請求項47】 前記遠隔送受信機は前記主送受信機の加入者ユニットである請求項34ないし46のいずれかに記載のシステム。

【請求項48】 前記エアー・インターフェース規格はPHSである請求項34ないし47のいずれかに記載のシステム。

【請求項49】 前記ダウンリンク・シグネチャ関連信号は前記遠隔送受信機のためのダウンリンク・シグネチャを含む請求項34ないし48のいずれかに記載のシステム。

【請求項50】 送信アンテナ素子の前記アレイおよび1つまたは複数の受信アンテナ素子が共通のアンテナを含む請求項34ないし49のいずれかに記載のシステム。

【請求項51】 前記ダウンリンク・シグネチャ推定値は最尤推定値と判断される請求項34ないし50のいずれかに記載のシステム。



【発明の詳細な説明】

【0001】

(関連出願の相互参照)

本出願は、1998年5月1日出願された、発明人Boris、Barra  
tt、UhlíkおよびTrott、ならびに譲受人ArrayComm社への  
アンテナ・アレイを備えた基地局の較正に応用される空間的なシグネチャを決定  
するための方法および装置の米国暫定出願：第60/083,875号、の恩典  
を請求するものである。

【0002】

(発明の分野)

本発明は無線通信システムの分野に関し、より具体的にはアンテナ素子のアレ  
イを含む通信端末を較正するための方法および装置に関する。

【0003】

(背景)

スマートアンテナシステム

アンテナ・アレイは、1つまたは複数のアンテナを使用して無線周波数信号を  
送信または受信するあらゆる無線通信受信機または送信機または送受信機（以後  
「通信端末」）に使用することができる。当該通信端末におけるアンテナ・アレ  
イの使用は、単一素子アンテナの使用を上回るアンテナ性能向上を考慮したもの  
である。これらのアンテナ性能向上には、受信信号については指向性、信号雑音  
比および干渉除去の向上が含まれ、送信信号については指向性、機密性および送  
信出力削減要件の向上が含まれる。アンテナ・アレイは、信号の受信のみ、信号  
の送信のみ、または信号の送受信に使用することができる。

【0004】

アンテナ・アレイ通信端末の典型的な応用分野は、無線通信システムにある。  
例としては、一般には各々が加入者ユニットと通信する基地局と呼ばれ、また遠  
隔端末装置や送受器とも呼ばれる1つまたは複数の通信端末よりなるセルラ通信  
システムが挙げられる。セルラシステムでは、遠隔端末装置は移動可能であった  
り、または固定された位置にあり、固定されているときは、当該システムはしば



しは無線加入回線システムと呼ばれる。アンテナは典型的に基地局にある。通信方向についての述語は、従来の衛星通信からきており、その際、衛星は基地局に置き換えられる。したがって、遠隔端末装置から基地局への通信はアップリンクと呼ばれ、基地局から遠隔端末装置への通信はダウンリンクと呼ばれる。したがって、基地局のアンテナ・アレイは、ダウンリンク方向で送信を行い、アップリンク方向で受信を行う。アンテナ・アレイを無線通信システムに使用して、「従来の」(FDMA、TDMAまたはCDMA)チャネルを介して複数のユーザと同時に通信する機能である空間分割多元接続(spatial division multiple access: SDMA)機能を付加することもできる。以前に、SDMAおよび非SDMAシステムのスペクトル効率を高めるためのアンテナ・アレイへの適応スマートアンテナ処理(空間処理を含む)を開示した。空間分割多元接続無線通信システムの米国共有特許第5,515,378号、スペクトル効率に優れた大容量無線通信システム米国特許第5,592,490、空間-時間処理によるスペクトル効率に優れた大容量無線通信システムの米国特許第5,828,658、およびアンテナ・アレイおよび空間処理を用いた判断指向復調のための方法および装置の米国特許出願第08/729,390号を参照されたい。アンテナ・アレイを使用して通信の効率を高め、かつ/または時々SDMAを提供するシステムをスマートアンテナシステムと呼ぶ。

#### 【0005】

アップリンク通信の最中に適応スマートアンテナ処理に直線的空間処理を用いるスマートアンテナ通信システムでは、アンテナ・アレイ素子で受信される各々の信号にベースバンドの振幅および位相調節を適用して、対象とする信号を選択(すなわち優先的に受信)しながら、対象としない信号または雑音、すなわち干渉を最小限に抑える。当該ベースバンドの振幅および位相調節は、複素数重み、すなわち受信重みによって記述することができ、アレイのすべての素子に対する受信重みは、複素数ベクトル、すなわち受信重みベクトルによって記述することができる。同様に、ダウンリンク信号は、アンテナ・アレイの各々のアンテナによって送信されるベースバンド信号の振幅および位相を調節することにより処理される。当該振幅および位相調節は、複素数重み、すなわち送信重みによって記



述することができ、アレイのすべての素子に対する重みは複素数ベクトル、すなわち送信重みによって記述することができる。システムによっては、受信（および／または送信重みは時間処理を含み、次いで空間－時間処理に向けた空間－時間パラメータと呼ばれる。そのような場合、受信（および／または送信）重みは周波数の関数で、周波数領域において使用されるか、同じく畳み込み核として使用される時間の関数でありうる。あるいは、サンプリングした信号に対する場合は、M個のアンテナが存在し、各々の畳み込み核がK個のエントリを有する場合はKMエントリのベクトルになる複素数重みベクトルとして畳み込み核のベクトルを書き換えられるように、各々の畳み込み核自体を複素数のセットとして書き換えることができる。

#### 【0006】

受信空間的なシグネチャ（spatial signature）は、基地局アレイが、干渉または他の加入者ユニットの非存在下で特定の加入者ユニットから信号を受信する方法を特徴づける。様々に異なる技術を用いて、特定のユーザに対する受信重みベクトルを決定することができる。例えば、空間的なシグネチャから決定することができる。アップリンク信号に関する何らかの知識、例えば使用される変調の種類を用いてその遠隔ユーザからアレイのアンテナで受信するアップリンク信号から決定することもできる。特定ユーザの送信空間的なシグネチャは、遠隔ユーザが干渉の非存在下で基地局から信号を受信する方法を特徴づける。ダウンリンクで特定ユーザと通信するのに使用される送信重みベクトルは、受信重みベクトルから決定されるか（以下の「較正の必要性」を参照のこと）、または特定ユーザに対するエネルギーを最大限にし、他のユーザに対するエネルギーを最小限にするようにして特定ユーザの送信空間的なシグネチャおよび他のユーザの送信空間的なシグネチャから決定される。

#### 【0007】

スペクトル効率に優れた大容量無線通信システムの米国特許第5, 592, 490号には空間的なシグネチャおよびその使用法が記載されており、参照により本明細書に取り入れた空間－時間処理によるスペクトル効率に優れた大容量無線通信システム米国特許第5, 828, 658号には、空間－時間シグネチャを使



用してこれを空間－時間処理に拡大する方法が記載されている。

#### 【0008】

したがって、例えば時間処理がKのタップを伴うイコライザ（すなわち重み畳み込み関数における長さKの畳み込み核）を使用するときにMKのベクトル（アップリンクとダウンリンクの両方）によって記述することができる空間－時間シグネチャのコンセプトを付加することにより、時間等化を付加して空間－時間シグネチャ処理を提供することに容易に対応できる。したがって、空間－時間処理および空間－時間シグネチャに対応するように本発明を改造する方法は、例えば上記に引用され参照により本明細書に取り入れられている米国特許5, 828, 658に鑑みれば、当業者には明らかになるであろう。したがって、空間的なシグネチャという言葉が用いられるときはいつでも、本発明が空間－時間処理に向けた手段を装備した通信端末に应用されているという意味合いにおいて、空間－時間シグネチャに言及するものであるということを当業者なら理解するであろう。

#### 【0009】

##### 較正の必要性

特別なユーザ用には受信重みベクトルから送信重みベクトルを決めることが望ましい。さらに一般的には、そのユーザから受け取った信号から特別なユーザに送信する際に使う適切な送信信号を決めることが望ましい。実施における問題では特別なユーザ用に受信重みベクトルから送信重みベクトルを決めることが難しくなることである。周波数分割（FDD）二重方式は、特定のリモート・ユーザ間でのアップリンク通信とダウンリンク通信が異なった周波数で生じるものである。時間分割（TDD）方式とは、特定のリモート・ユーザ間でのアップリンク通信とダウンリンク通信が同じ周波数で、しかし異なった時間枠で生じるものである。TDD方式では、周知の相互関係原理なので、受信重みベクトルから送信重みベクトルを決めることが簡単であることが期待できよう。ところが、アップリンクでは、処理中の受信した信号がアンテナ・アレイのアンテナ素子のそれぞれに連動する受信電子回路（受信装置のチェーン）によって少し歪ませられていることがある。受信電子装置チェーンにはアンテナ素子、ケーブル、フィルタ、



高周波用の受信機ならびに他の機器、物理的結合、および処理がデジタルの場合にはアナログ・デジタル変換器（ADC）がある。多エレメント・アンテナ・アレイの場合には、典型的には各々のアンテナ・アレイ素子用の別々の受信装置のチェーンがあるので、各々のエレメントでの各々の受信信号の振幅と位相とが受信装置のチェーンの各々によって別々に歪められることがある。さらには、加入者ユニットと特定の受信アンテナとの間のアップリンクで生じる高周波伝播効果があり、そのような効果には、通路損失の限界、フェーディング効果とシェーディング効果、マルチパス、ならびに近距離電磁界散乱が無いことが制限なく含まれ、またこれらの効果は、アンテナ素子間で異なっていることがある。受信電子回路のチェーンと高周波伝播効果とが一緒になってリモート・ユーザのためのアップリンク空間的なシグネチャを形成することに留意されたい。受信重みベクトルは、これらの受信電子回路のチェーンと高周波伝播効果とを考慮に入れないので、基地局での最適な受信よりも誤りを生じる率が低い。ところが、実際には、通信はなお可能であることがある。さらに、受信重みベクトルを受信信号の特性、たとえば用いた変調のタイプ、といったいくらかの知識を用いて決める場合には、このような方法はアップリンクの受信電子回路のチェーンと高周波伝播効果とをすでに考えに入れている。ダウンリンク信号をアンテナ・アレイを経て送信する場合には、アンテナ素子によって輻射されたその信号の各々が別々の送信電子回路のチェーンを経て行くので、送信信号の中で異なった振幅と位相シフトとを生じることがある。さらに、また高周波伝播効果もある。送信重みベクトルが、受信電子回路のチェーンと高周波伝播との中での差を考慮に入れない受信重みベクトルから由来する場合には、基地局からの送信を成功させることが困難になることがある。さらには、送信重みベクトルが送信電子回路のチェーンと送信高周波伝播効果とでの差を考慮に入れない場合には、このような送信重みベクトルを用いた通信が困難になることがある。

#### 【0010】

較正の目的は、受信チェーンとアップリンク高周波伝播信号中で生じる異なった振幅と位相の誤差、および送信チェーンとダウンリンク高周波伝播中に生じる異なった振幅と位相の誤差、を補償するための較正因子を決めることであり、こ



の較正因子は、リモート・ユーザから受け取った信号のセットからリモート・ユーザに送信するための送信重みベクトルを通信端末で決めるために用いられる。受信および送信装置のチェーンで生じる位相と振幅とのシフトは、一般に周波数に依存しているので、一般に周波数に依存する較正因子であることを付け加えておく。

#### 【0011】

TDD方式の場合には、アップリンクとダウンリンクとの高周波伝播効果が打ち消し合うので、較正因子は加入者ユニットの所在場所に依存しない。

#### 【0012】

較正機能によるアンテナ素子によって受信および送信されたM信号の各々を畳み込むことによって（つまり複素数値化シーケンスによって）補償が実現されるということが知られており、そこで各々の較正機能が、送信装置のチェーンを経つつ受ける信号当たりの利得と位相との誤差のための補償に必要な伝達関数の訂正を記述する。いくつかの方式では、これは単純に乗法的訂正にすることができ、各々の較正機能は、較正因子すなわち補償のために必要な要求振幅と位相訂正を記述する複素数である。一般的に、較正機能のセットが較正機能当たりの各々の要素をもって較正ベクトル機能を定義する。乗法的訂正のばあいには、較正因子のセットが較正因子当たりの各々の要素をもって較正ベクトル機能を定義する。

#### 【0013】

特定のユーザのための受信重みベクトルから送信重みベクトルを決めることは、FDD方式の場合には相互関係がもはや仮定し得ないことがあるのでさらに難しい。アップリンクとダウンリンクとの伝播における差を考慮に入れることが追加で必要となる。このような差を考慮に入れる際には、受信チェーンおよびアップリンク高周波伝播における信号中に生じる異なった振幅と位相の誤差、ならびに送信チェーンおよびダウンリンク高周波伝播において生じる異なった振幅と位相の誤差を補償するために較正因子をさらに決める必要がある。一般には、リモート・ユーザの所在位置に依存していない単一の較正因子は、可能ではないことがある。このような場合には、アップリンクとダウンリンクとの空間的なシグネ



チャを決定できることが必要となる。

#### 【0014】

あり得るようなリモート・ユーザの所在位置に依存していない較正因子が無い場合には、受信された信号から使用するための送信重みベクトルを決定できるような機能上の関係が少し、および変数たとえば到達の角度が少し、存在するときは、受信チェーンおよびアップリンク高周波伝播における信号中に生じる異なった振幅と位相の誤差、ならびに送信チェーンおよびダウンリンク高周波伝播において生じる異なった振幅と位相の誤差を補償するために較正機能のセットを決定することがさらに必要である。これらの機能は、リモート・ユーザの1以上、たとえば到達の角度の変数に依存している。

#### 【0015】

シグネチャの推定の必要性

単純な較正（上記で説明した）が可能ではない場合に、受信チェーンおよびアップリンク高周波伝播における信号中に生じる異なった振幅と位相の誤差、ならびに送信チェーンおよびダウンリンク高周波伝播において生じる異なった振幅と位相の誤差をさらに補償することが必要である。シグネチャの推定の目的は、これらの差を特徴付けるアップリンクとダウンリンクとの空間的なシグネチャを決定することである。そこで、較正は、（1）高周波伝播効果が打ち消し合うのでダウンリンクの重みをアップリンクの信号または重みから決定することができるか、（2）あるいはまた高周波伝播効果のいくつかの単純な機能上の関係があるのでアップリンクの重みをアップリンクの信号およびリモート・ユーザのいくつかの変数、たとえばアップリンク信号の到達の角度から決定することができるか、のどちらかである時のシグネチャの推定の特別な場合である。

#### 【0016】

他の方法

アレイの較正を決定するための既知の方法は、各々1つ以上の、関連する難点を有する。最も良く知られた方法では、出費がかさむかも知れず、繰り返して使うには扱いにくくて持ち運びにくい外部測定装置が必要である。2番目として、従来の較正方法は、行っている測定の最中に時間を越えたシステムの変数、たと



えば周波数基準の低下に敏感である。これらの低下は測定したアレイの較正において不正確さを生じさせる。加えて、いくつかの周知の技術では、アンテナ・アレイでの周波数依存性機器を較正する必要性にもかかわらず、重畳カーネル較正よりもむしろ乗法的な較正のみが決定される。この周波数依存性を取り除いて、乗法的な較正をさらに用いるために、各通信周波数チャネルごとにアンテナ・アレイを較正することが必要である。3番目には、高周波電子回路の転送特性が周囲条件、たとえばアンテナ・アレイをその周囲環境で繰り返して較正することを不可欠にする温度ならびに湿度の変化に依存する。

【0017】

ハリソン他は、米国特許第5274844（1993年12月28日）中で、遠隔端末にリソース・コントローラを接続させているデータ・パスに関係する2つの実験における送信チェーンおよびそれとは別に受信チェーン（複素数値ベクトル伝達関数としての）を較正する方法を開示している。第1の実験では、そのデータ・パスが基地局への既知の信号を送るための遠隔端末を示す。これが受信装置チェーンの較正を決定する。第2の実験では、遠隔端末で受け取った信号をデータ・パスを経てリソース・コントローラに逆送信して送信装置チェーンの較正を決定することを可能にする。

【0018】

1996年8月13日に発行された、本発明の譲り受け人に指定された所有者を同じくする米国特許第5546090は、遠隔端末で受け取った基地局からの信号を基地局に再送信する遠隔端末と同じ場所にある簡単なトランスポンダを用いた、送信と受信との両方の較正を決定できる方法を開示している。このような方法ではハリソンらの発明の有線データ・パスの必要が無い。さらにまた、追加のトランスポンダ設備が必要である。

【0019】

「アンテナ・アレイの較正」と題する、PCT特許出願公開番号 WO95/34103（1995年12月14日公開）で発明者であるヨハンニソンらは、一アンテナ・アレイの送信（および受信）を較正するための方法と装置とを開示している。送信較正のためには、入力送信信号を各々のアンテナ素子に一回に1



アンテナで入力する。入力送信信号がそれぞれの電力増幅器を通過した後で、各々のアンテナ素子が送信した信号を較正ネットワークでサンプリングする。生じる信号を受信機に入れてから、各々のアンテナ素子のために演算手段が受信信号を元の送信信号に関係付ける。次に各々のアンテナ素子のための較正因子が生成される。次に、各々のエレメントが送信中に適正に較正されることを確かめるために、較正因子を用いてアンテナ素子を調整する（振幅と位相あるいは同相 I / クアドラチュア Q 成分）。受信較正のためには、既知の入力信号を生成してから較正ネットワーク（受動分配ネットワーク）を用いてそのアンテナ・アレイの各々のアンテナ素子に注入する。その信号はアンテナ素子からそれぞれの低ノイズ増幅器を経て通過し、このようにして各々のアンテナ素子が受信した信号はビーム生成装置によって測定される。そこでこのビーム生成装置は、各々のアンテナ素子を個別に較正するために、注入された信号を測定された信号と比較することによって較正因子を生成することができる。較正は、振幅および位相の較正として、あるいはまた同相 I / クアドラチュア Q 成分での較正として記述することができる。

#### 【0020】

「フェイズド・アレイ・アンテナ管理システムおよび較正方法」（以下 W a c h s）と題する、W a c h s らに与えられた米国特許第 5 5 3 0 4 4 9 では、振幅と位相とのシステム水準の測定、つまりそのアンテナのための個々のチェーンの追尾機能を使用する、フェイズド・アレイ・アンテナとともに用いるための、エレメント・ベースでエレメント上で決定する（ノードル・オペレーション中に行われる）管理システムおよび較正方法が記述されている。このシステムと方法ではプローブ・キャリアを用いている個々のエレメント・チェーンの振幅と位相とが測定される。各々のチェーンのために必要な較正係数は、測定された振幅と位相とのデータから決定され、さらに各々の個々のエレメント・チェーンを個別に補償して振幅と位相との誤差を直す。このシステムは、衛星の上にある、位相同期アレイアンテナ通信端末で進行および逆行リンクのフェイズド・アレイ・アンテナを別々に較正する。1つの実施形態では、別々のリモート較正局が用いられている。送信通路を較正するためには、プローブの信号を1つのエレメント（



基準エレメント) および試験中のエレメントから別に較正システムのアンテナに送信する。較正局が受信した信号を比較して較正を決定する。較正局と衛星との間の通信を提供するために分離した通信リンクも用いられる。受信方向では、フェーズド・アレイ・アンテナのすべてエレメントに送信するためにリモート較正局が用いられるが、しかし較正キャリアを形成するためには2つのエレメントだけが交互にサンプリングされる。較正キャリアは次に演算のためにKa帯でゲートウェイ・ハブ局にダウンリンクされる。別の実施形態では、送信アンテナ素子の出力をサンプリングするために衛星の通信端末での末端センス・アンテナが用いられる。両方の実施形態では、送信と受信の通路用には別々の較正が実施され、追加の設備が必要である。追加リンクを有する別々のリモート較正局あるいは別々のセンス・アンテナ・システムが必要である。Wachsのシステムのいくつかの特徴が留意される。はじめに、別々の較正局あるいはプローブ・アンテナの形態で追加のハードウェアが必要である。2番目には、標準的なエアー・インターフェースによって支援される通常の通信波形よりはむしろその較正のために特別な波形を用いることが必要である。これは、このような波形を形成して送信するためには通信端末に追加のハードウェアが必要であることを意味する。また、較正局には特別な受信または復調ハードウェアが必要であり、標準的なハードウェアの再利用はできない。それで、無線通信システムでの使用に適したWachs式のシステムが幾つかの国では実施することができないことがある。

#### 【0021】

それゆえ、これら周知の方法では受信および送信通路のために分離較正が行われる。この方法には特別な較正装置が必要である。いくつかの周知の方法およびシステムでは特別な波形が用いられるので、このような波形を処理するために追加のハードウェアが必要であり、さらにまたどのような確立したエアー・インターフェース基準にも合致しない。それで、いくつかの国では実施することができない危険性がある。基地局アンテナ素子と加入者ユニットとの間での異なった電波通路用にも較正するこれら周知のシステムは、本出願書で用いた較正の定義で空間的なシグネチャ推定技術として分類するのが適当である。

#### 【0022】



「アンテナ・アレイを有する無線通信端末を校正するための方法および装置」のための、所有者を同じくする米国特許出願第08/948,772でParishらは、校正装置を必要としないアンテナ素子・アレイを有する基地局用の校正方法を記述している。一面では、そのアンテナ素子の送信電子回路を用いて各々のアンテナ素子からの規定された信号を送信することが含まれ、一方、そのアンテナと連動していない少なくともひとつの受信電子回路チェーンで送信された信号を受信することを含む。これは、校正因子を必要とするすべてのアンテナ素子から規定信号が送信されるまで、他の送信電子回路チェーンを用いて他のアンテナ素子からの規定された信号を送信しつつ、繰り返される。各々のアンテナ素子のための校正因子は、連動する送信電子回路チェーンおよび受信電子回路チェーン伝達関数の一機能として決定される。ダウンリンクとアップリンクとが同じ周波数チャネルで生じる時には、単一の校正因子がどのアンテナ素子のためにも決定される。Parishらの発明の一バージョンでは、単一の校正因子が、特定のアンテナ素子に連動した送信装置チェーン伝達関数相と受信装置チェーン伝達関数相との間の差の関数が同相である。Parishらの発明の他の面ではこのように決定された校正因子が受信重みセットから送信重みセットを決定することのために用いられる。

#### 【0023】

Parishらの発明が、トランスポンダのようないくつかの追加装置を必要とせずに重みのアップリンク・セットから決定される重みのダウンリンク・セットを可能にする基地局用の単一の校正因子の決定を可能にし、かつ基地局の電子的な通路における差のために校正する一方、Parishらの方法は、生じるかも知れぬ高周波電波通路差を取り扱う空間的なシグネチャを推定するようにすることができていない。さらには、基地局は、校正実験を実施するために空間的校正モードに入ることが必要であるので、その間には他のどのような目的にも用いることができない。

#### 【0024】

さらに、複数のリモート送受信機から測定値を組み合わせることによって校正することができる従来の技術に言及していない。



#### 【0025】

##### 望ましい特徴

較正処理の主な目的は基地局のための較正情報を得ることである。これにはアップリンクとダウンリンク・チャネルとの間の利得と位相の差を測定することが関係している。正確さと高精度とはこの処理の間では大いに重要である。較正情報が正確でない場合には、つぎにダウンリンク上のビーム・パターンが高度に歪む。結果として少ないエネルギーが対象ユーザに対して輻射され、過剰な干渉量がチャネルを共有するユーザに対して輻射される。これはダウンリンクの品質およびダウンリンクの範囲にネガティブな効果を有する。最後には悪い較正戦術が無線ネットワークの容量を有意に減少させることがある。

#### 【0026】

較正方法の望ましい特徴のひとつは、信号生成器、トランスポンダ、較正局、追加のアンテナ、プローブあるいは他の装置といった設備がさらに必要ないしに基地局のみおよび加入者ユニットのみが較正のために必要であるということである。このようなシステムは理想的には受信ならびに送信電子回路の両方における差の較正が可能であるに違いない。このようなシステムはまた実施する無線通信方式の特別なエアー・インターフェース基準に実質的に合致している通常の通信波形を用いなければならない。これは標準的なハードウェアを再利用することを可能にするし、また規準に違反していないこと、および基準を有するいかなる将来の改変との同等性を維持することを確実にする。「エアー・インターフェース基準との合致」によって、チャネルの構造およびエアー・インターフェースの変調への合致を意味する。ここで「チャネル構造」は、FDMAの場合の周波数スロット、TDMAの場合の時間および周波数スロット、ならびにCDMAの場合のコード・チャネルであり、「変調」は基準で特定された特別な変調方式である。

#### 【0027】

他の望ましい特徴は、この方法が高周波通路での差をも考慮するためのシグネチャのために用いることができる。

#### 【0028】



較正方法の他の望ましい特徴は、利用の容易さと迅速でかつたとえ一分に数回のような多数回の頻度でさえも較正を実施できる能力である。これは最後には信号品質、容量、カバー範囲およびおそらくは他の変数に対して重大な効果を有するダウンリンク処理の正確さを増加させる。

**【0029】**

較正方法の他の望ましい特徴は、各々すべての加入者ユニットが較正を支援することである。

**【0030】**

較正システムの他の望ましい特徴は、加入者ユニット内での較正用に受信したデータのいくつかあるいはすべての処理を実施する能力であるため、受信したデータを基地局に逆送信するための加入者ユニットの必要が無く、またすべての処理を実施するための基地局の必要も無い。それゆえ、基地局のコンピューター化の負担がインテリジェントな加入者ユニットにかかる負荷を「分配すること」によって有意に減少する。この特徴は、多数の加入者ユニットにサービスするか、または、各々の発呼の前あるいは各々の呼出しの最中の数回でさえも較正する、たとえば基地局にとってとくに望ましい。

**【0031】**

他の望ましい特徴は、FDMAおよびTDMA方式のたとえばどのようなキャリアおよびどのようなタイム・スロットのような基地局のどのような利用可能な従来のチャンネル上でも較正を開始する能力である。ある瞬間に使うことができるどのようなタイム・スロットならびにどのようなキャリアでも選ばれるので、これはさらに柔軟性を増進させる。

**【0032】**

較正方法の他の望ましい特性は、較正用に基地局にオフラインを取らせる必要無しに、すなわち、基地局に較正を実施させる必要無しに基地局を較正する能力で、その間、基地局がたとえば他のキャリア（周波数スロット／タイム・スロット／空間チャンネル）のFDMA、TDMAおよびSDMA方式における数百の呼出しをサービスしている。この特徴は、多くの従来型のチャンネル（例えばFDMA／TDMA方式のためのキャリア）を同時にサービスしている広帯域の基地局



にとってとくに重要である。

**【0033】**

較正方法の他の望ましい特性は、存在している呼出しの間に数回でさえも迅速な較正を実施する能力である。

**【0034】**

較正方法の他の望ましい特性は、現行の呼出しの最中にシームレス方式で較正を実施する能力であるので、基地局はいくつかの呼出しの最中でそれ自身を連続的に較正する事ができることがある。

**【0035】**

較正方法の他の望ましい特性は、測定値を組み合わせることによっていくつかのリモート送受信機による較正を実施する能力であり、その各々は、通信端末のアンテナ・アレイのサブセットだけを「見る」ことができることがあるか、あるいはまたその各々は、異なった干渉環境に直面することがある。

**【0036】**

較正方法の他の望ましい特性は、たとえばいくつかのリモート局から組み合わせることが必要であることがあるかを決定するためにこのような情報を通信端末にフィードバックする能力であるとともに、たとえば統計的な測定を行うことによって較正が正確であるかどうかを決める能力である。

**【0037】**

他の望ましい特性は、費用のかからない加入者ユニットによる通信で典型的には生じることがある周波数オフセット、タイミングのアレイミス、I/Q不適合、ならびに位相ノイズに対する耐性を有する高度な正確さである。

**【0038】**

そのため、上記の特性のすべてあるいはほとんどを含む較正方法および装置のための技術にはさらに必要なことがなおある。たとえば、装置の必要性ならびに必要な時間に関して正確でかつ単純なシステムと方法との必要性があるので、望むならばいつでもどこでも繰り返し迅速に較正を実行することが出きる。存在している基地局の電子回路だけを使い、特別な較正ハードウェアを必要とせぬ単純な較正技術のための技術に対する必要性がある。受信電子回路と送信電子回路の



ために較正することを含む、受信重みベクトルから送信重みベクトルを決定することを可能にする方法のための技術に対する必要性がある。この較正は、存在している基地局と加入者ユニットとの電子回路を用いる単純な技術を用いて得られ、特別な較正ハードウェアを必要としない。

#### 【0039】

そこで、アップリンク高周波通路および受信電子回路における差を較正することのためにアップリンク空間シグネチャと、ダウンリンク高周波通路および送信電子回路における差を較正することのためにダウンリンク空間シグネチャとを決める効率的な方法のための技術には必要なことがさらにある。

#### 【0040】

(概要)

本発明の特徴は、電子経路の異なるアンテナ・アレイを有する通信端末を較正することを可能にし、その較正には通信端末および加入者ユニットのみが使用されることである。

#### 【0041】

本発明の他の特徴は、較正された送信重みベクトルの使用を可能にする較正を提供し、その送信重みベクトルは本質的に受信重みベクトルから決定され、その較正には電子経路の違いが考慮されていることである。

#### 【0042】

本発明の他の特徴は、較正された送信重みベクトルの使用を可能にする空間的なシグネチャを決定し、その送信重みベクトルは本質的に受信重みベクトルから決定され、その較正には電子経路および無線周波（RF）伝播路の違いが考慮されていることである。

#### 【0043】

本発明の他の特徴は、通信端末と通信する加入者ユニットのアップリンク空間的なシグネチャを決定し、その決定には通信端末および加入者ユニットのみが使用されることである。

#### 【0044】

本発明の他の特徴は、通信端末と通信する加入者ユニットのダウンリンク空間



的なシグネチャの決定を可能にし、その決定には通信端末および加入者ユニットのみが使用されることである。

【0045】

本発明の他の特徴は、アンテナ・アレイを有する通信端末を校正し、その校正は容易で、かつ現在校正されていない従来のチャネルに対してその通信端末を除外することを伴わないことである。

【0046】

本発明の他の特徴は、アンテナ・アレイを有する通信端末を校正し、加入者ユニットにおいてその校正を部分的または全面的に遂行できることである。

【0047】

本発明の他の特徴は、通信端末を校正し、その校正方法は、安価な加入者ユニットとの通信において典型的に生じる周波数オフセット、タイミング調整不良、I/Q不整合および位相ノイズに対する免疫を伴う高精度を提供することである。

【0048】

本発明の他の特徴は、無線周波システムにおいて実施することができるとともに、頻繁かつ日常的なシステム校正の実行を実用的なものとする方法および装置を提供し、その校正は校正された送信重みベクトルの使用を可能にし、その送信重みベクトルは本質的に受信重みベクトルから決定され、その校正は電子経路の違いおよびRF伝播効果の違いに対する補正を含むことである。

【0049】

他の特徴は、既存の呼の最中に数回もの迅速校正を可能にすることである。

【0050】

他の特徴は、通信端末が特定の呼の最中にそれ自体を連続的に校正できるように、継続的な呼の最中に連続的に校正を行うことを可能にすることである。

【0051】

他の特徴は、その各々が通信端末のアンテナ・アレイの部分集合のみを「見る」ことができるか、またはその各々が異なる干渉環境に直面しうる測定を組み合わせることにより、いくつかの遠隔送受信機に対して補正を行う能力である。



#### 【0052】

他の特徴は、例えば統計的測定を行うことによって較正が正確であるかどうかを判断する能力とともに、例えばいくつかの遠隔端末の組合せが必要であるかどうかを判断するために当該情報を通信端末にフィードバックする能力を提供することである。

#### 【0053】

これらの特徴および他の特徴は、以下に示す本発明の好ましい実施形態の詳細な説明を読めば明らかになるであろう。

#### 【0054】

好ましくていくつかの代替性のある本発明の実施形態の詳細な説明から本発明がさらに十分理解される。しかし、本発明の実施形態は、いかなる特別な実施形態にこの発明を捉えてはならず、それらは説明のためおよび良く理解させるためのものである。さて、この実施形態については、次の図を用いて説明する。

#### 【0055】

(好ましい実施形態の詳細な説明)

参照符号の説明

参照符号が最初に導入される図を参照符号のはじめの1および2桁で表す。100と199との間の参照符号は図1で最初に表れ、かつ200と299との間の参照符号は図2で最初に表れ、以下同様である。たとえば、参照符号111は図1で最初に表れ、909は図9で最初に表れ、1009は図10で最初に表れ、そして1211は図12で最初に表れる。

#### 【0056】

システム的一般的な説明

本発明は、好ましくは、アップリンクあるいはダウンリンク通信あるいは両者のためのスマート・アンテナ技術を用いる多重アンテナ・アレイを有する基地局（すなわち、送受信機および通信端末）を含む無線セルラー通信システムに実装される。好ましい実施形態は、携帯電話（PHS）エアー・インターフェース通信プロトコルを用いて実施するシステムにある。2つの実施形態は、ひとつには加入者ユニットがある場所に固定されるものであり、他方では加入者ユニットが



移動できるものである。上記のならびに本出願書内で文献を参照しており、所有者を同じくする米国特許出願第08/729390では、移動システムの基地局のハードウェアを詳しく記述しており、この基地局は、4つのアンテナ素子を有している。本発明は、移動ならびに固定加入者ユニットに対して有用であるが、ここでは、本発明を固定した場所の加入者ユニットを持つシステムに組み込むことを詳細に説明する。固定した場所を持つ無線システムは、時々「無線ローカル・ループ（WLL）」システムと呼ばれる。本発明のいくつかの面が組み込まれているWLL基地局が本出願書内で文献を参照してある米国特許出願第09/020049の「スマート・アンテナ通信システムのための信号品質の推定を有する電力制御」に記述されており、一方、このようなWLLシステムで用いるための加入者ユニットが、「無線通信システムでの迅速初期制御信号検出のための方法およびシステム」の米国特許出願第08/907594に記載されている。上記に引用した米国特許出願第09/020049に記載されているWLL基地局にはSDMAが含まれており、どのようなアンテナ素子数をも有しており、さらにはここで記載した数多くのシミュレーションが6アンテナ・アレイを仮定している。通常の当業者には、従来のチャネル当たり一個の空間チャネルよりも1以上のどのようなエア・インターフェースを用い、さらには移動、固定、あるいは移動と固定の組み合わせの加入者ユニットを有する、どのようなスマート・アンテナを基礎とするシステムにも本発明を実装できることが明らかである。このようなシステムは、アナログまたはデジタルであっても良く、周波数分割多重アクセス（FDMA）、コード分割多重アクセス（CDMA）、あるいは時間分割多重アクセス（TDMA）技術を用いても良く、後者は通常FDMAとの組み合わせ（TDMA/FDMA）で使われる。

#### 【0057】

好ましい実施形態は、基地局を有する無線通信システムに本発明を適用するためのものであり、各々の基地局は加入者ユニットを有し、本発明もまた1つのラジオから他へのピア・ツー・ピア通信に適用可能であることに留意すべきである。基地局または加入者ユニットの概念を定義するための本来的な必要性は無いし、またピア・ツー・ピア・ケースを適用するためにこの記述変更することは通常



の当業者にとっては明らかであろう。したがって、本発明は、通信端末および加入者ユニットに実装されているものとして記載される。この文脈での通信端末は、アンテナ・アレイを装備されたいかなるラジオ送受信機でもあり得、また加入者ユニットは、アレイが装備された送受信機に対して離れたいかなる他のラジオ送受信機でもあり得、いくつかの変調方式を用いたアレイ装備された送受信機との通信が可能である。好ましい実施形態は、アップリンク（受信）処理とダウンリンク（送信）処理との両者のための単一のアレイを有する基地局を、アップリンクとダウンリンクでの適応可能なスマート・アンテナ処理のための手段とともに記載している。本発明はまた、送信処理のためおよびアップリンク処理とダウンリンク処理とのために別々のアンテナ・アレイを用いる基地局のためだけのアレイを有する基地局に適用可能である。受信信号用に単一のアンテナのみを用いた場合には、すべての受信信号が同じ受信電子装置チェーンを通過するので、較正因子はダウンリンク・シグネチャである。さらにまた、アンテナの「数」が「アクティブ」アンテナの数、すなわち通信に用いられるアンテナの数であることは明白である。

#### 【0058】

較正は、適応可能なスマート・アンテナ処理で使うためにここに記述した実施形態の目的とするが、一方、較正は、他のいかなる目的のためであっても良いので、アンテナ・アレイを装備された送受信機は、適応可能なスマート・アンテナ処理のための手段を含むことさえも必要ではない。

#### 【0059】

図1は、本発明が実施し得る典型的な基地局（BS）を経るアップリンクおよびダウンリンクの信号の流れを示す。基地局101にはアンテナ素子のアレイ105が含まれる。基地局はたとえば加入者ユニット141および加入者ユニット143のような1以上の加入者ユニットと通信する。好ましい実施形態では基地局は、受信と送信の両方のためにも用いられるアンテナ素子の単一のアレイを有するので、受信／送信ユニット107が用いられる。周波数用にはドメイン二重化ユニット107が周波数送受切換え器であり、時間用にはたとえば好ましい実施形態で用いるドメイン二重化（TDD）である。ユニット107はスイッチで



ある。ダウンリンクでは、加入者ユニットからの信号がアンテナ・アレイで受信される。これらの信号106は受信位置にセットされたスイッチ107を通過し、これらの信号は受信高周波電子回路109を通過する。この記述では、すべてのケーブル類とスイッチ特性と高周波受信機ならびに他の受信通路類を含む受信高周波電子回路のすべての特性がすべてひとまとまりとなっている。受信高周波電子回路ユニット109は、高周波信号をベースバンド信号110に変換する。好ましい実施形態の受信高周波電子回路ユニット109は、アナログダウン・コンバーター、アナログ・デジタル・コンバーター、ならびにデジタル・ダウンコンバーター機器を含むアナログ高周波機器を含み、デジタル・ベースバンドアンテナ信号110を生じ、さらにアンテナ信号を受信したこれらのベースバンドは、受信信号処理装置111によって処理され、たとえば加入者ユニット141のような特別な加入者ユニットから受信した信号を生成する。受信信号処理装置には、振幅と位相と重み付けし、および所望の信号成分が最大量によって増やされ、かつ望んではない成分が最大量によって抑制されるような最適化手段で複素数（位相IおよびクワドラチュアQ）アンテナ信号の重み付けした合計を決定することを含む。

#### 【0060】

複素数受信重みは、既知のトレーニング順序でロックすることによって、あるいはいくつかの決定用の技術を用いることによって、あるいは「盲目的に」その信号のいくつかの他の特別な構造を用いることによって、演算される。一般的には、アップリンク（すなわち受信）重みの演算を行うために受信電子回路の位相と振幅の関係を知ることが不可欠ではない。下記、ならびにこれらの重みを演算する方法についてのさらに詳細な説明のためには上記で参照した所有者を同じくし、1996年10月11日に受理された米国特許出願第08/729390を参照されたい。

#### 【0061】

図1は、音声、あるいはネットワーク・インターフェース・ユニット（NIU）に向けられる信号を持つデータ113であるような基地局の受信機部分の出力を示す。図1に示すように、受信信号処理装置111はすべての復調機能を備え



ている。

#### 【0062】

ダウンリンク上では、基地局では図1で121と指定されたN I Uから音声／データを受信する。この信号は、システムの仕様にしたがって変調される。送信信号処理装置123は、変調されたベースバンド信号（複素数送信重みのセットによる重み付け）の複素数重み付けしたコピー124を分配することを含み、重み付けをした送信アンテナ信号を送信高周波電子回路ユニット125に送りこみ、高周波送信信号127のセットを生成する。その信号はアンテナ・アレイ105の各々のアンテナ素子に向けられたものである。これらの高周波アンテナ信号を送信位置にセットしてあるTX／RXスイッチ107を経て対応するアンテナ・アレイ素子に送りこむ。送信重みはアンテナ・アレイが特別な加入者ユニット（「ビーム生成」）に対してほとんどのエネルギーを輻射するように選択され、アレイはチャネル共有ユーザ（ゼロ配置）に対して最小のエネルギーを送信する。好ましい実施形態では送信重みのセット118が受信信号処理装置111によって生成された受信重み115のセットから直接に演算される。その演算はリアル・タイムで送信重み生成器117によって行われる。しかしながら、この演算の最中に、送信重み生成器117は、そのチャネルに加入者ユニットからおおよそそれへの電波通路の両方ならびに受信高周波電子回路内と送信高周波電子回路内との異なった信号部分の間の変化を含み、アップリンクとダウンリンクの伝播チャネルの間の利得と位相の差を考慮に入れなければならない。好ましい実施形態では、この情報が次に記述する較正ベクトル133の形態での較正記憶ユニット131に記憶される。この較正情報を決定することが本発明の主な目標である。

#### 【0063】

アップリンクおよびダウンリンク信号通路の説明

本説明では、基地局のアンテナ・アレイ105におけるエレメントの数は、M個で表される。それで、アップリンク上では、加入者ユニットからのM個、つまり受信信号処理装置111のM個の入力の各々に対して1個の信号通路がある。同様に、ダウンリンク上ではM個、つまり加入者ユニットへの送信信号処理装置123のM個の入力の各々に対して1個の信号通路がある。ベースバンド信号の



位相と振幅との歪みの特徴つける複素数値ナンバーによってこれらの信号通路の各々をここに記述する。まとめた表し方として、本記述では、アップリンクおよびダウンリンクチャネルは  $a_{rx}$  および  $a_{tx}$  で表した  $M$  次元の複素数ベクトルによってそれぞれこのように数学的に記述される。ただし、 $M$  は基地局アンテナ・アレイ 105 のエレメントの数であり、このベクトルの各々のエレメントはアレイ 105 におけるアンテナ素子のひとつと連動する通路を表している。このような記述は、リモート加入者ユニットおよび個々のアンテナ素子（遅延拡張）から（あるいはそれへ）伝播時間の差がたとえば好ましい実施形態のシステムのようなデジタル変調方式を用いるシステムのためのシンボル期間よりも小さい。ベクトル  $a_{rx}$  および  $a_{tx}$  は、それぞれ、この基地局のための加入者ユニット用（正規化した）アップリンクの空間的なシグネチャおよびダウンリンクの空間的なシグネチャとして認識されることがある場合には、とくに正確である。

#### 【0064】

本記述を通じて、アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャ、およびアップリンクおよびダウンリンク重みがすべてベース・バンドに記述される。振幅と位相とにおけるどのような重み付けをも含む、適用可能なスマート・アンテナ処理を、いくつかの他のバンド、たとえば中間的周波数あるいはパス・バンドにおいて別法として実施しても良いことは、通常の当業者には明らかであろう。このような場合には、そのシグネチャおよびそのすべての成分が同様にその周波数において定義されよう。

#### 【0065】

本発明の主な目標は、基地局を較正することである。アップリンクとダウンリンク上での同一の高周波伝播を仮定するならば較正を行うために単一の加入者ユニットを基地局と共に用いることができる。どのような加入者ユニットに対してもこの方法が、アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャを別々に決定できることも明らかである。このようなデータを得ることができる容易さによって、いかなる（すべてでさえも）アクティブな加入者ユニットのための完全なシグネチャ情報を得ることができる。そのため、加入者ユニットのひとつを用いる単純な較正実験を行うことによって基地局を較正することに加えて、この方法に



よっていかなる加入者ユニットのためにも加入者依存性のアップリンクおよびダウンリンク・シグネチャを決定することが可能になる。これらのシグネチャには基地局ハードウェアにおける電子的信号通路の影響ならびに加入者ユニットのためのアップリンクとダウンリンクの電子的信号通路の間のいかなる差をも含まれる。このような情報の使い方のひとつは加入者ユニットへのおよびからの高周波伝播が異なっている場合には各々の加入者ユニットのために別々に較正を決定することである。他の用途は、基地局と単一の加入者ユニットを用いた単一の較正ベクトルを得ることおよび単一の較正ベクトルを決定するための数個の加入者ユニットを用いることよりもむしろ基地局を較正することのためである。ひとつの実施形態では、単一の較正ベクトルが平均的較正ベクトルである。他の実施形態ではそれは重み付けした平均的較正ベクトルである。この重み付けは、その加入者ユニットが受け取った信号の品質の測定に依存する特別な加入者ユニットを用いて行われた見積もりに対して与えられる。そのため良い品質の信号を有する加入者ユニットから見積もりが重み付けした平均でさらに重み付けされる。信号品質を決定するための方法と装置とが上記で引用した米国特許出願第09/020049に開示されている。単一の品質推定方法の実施形態を次に説明する。

#### 【0066】

見積もりに用いるためのバーストのサンプルの数はNで表す。サンプリングした係数情報が同相およびクアドラチャでの受信信号の2乗の合計を生成することによってはじめに抽出される。平均の冪と平均2乗冪とが次に期待値のための演算のためのサンプルの数を超える平均値を用いて決定される。

#### 【数1】

$$\overline{R^2} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N I^2(t) + Q^2(t)$$

$$\overline{R^4} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left( I^2(t) + Q^2(t) \right)^2$$

#### 【0067】

瞬間的冪  $R^2(t) = I^2(t) + Q^2(t)$  が決定されたときに2乗冪  $R^4(t)$



) =  $[R^2(t)]^2$  を決定するにはサンプル当たり単一の追加乗法だけが必要であり、推定した信号・干渉・プラス・ノイズ比 (SINR) が

【数 2】

$$\text{SINR} = \frac{\sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}}{1 - \sqrt{2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}}} = \frac{A - \sqrt{A}}{1 - A}, \quad \text{ここで } A = 2 - \frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}$$

を用いて信号品質推定として、好ましくはせいぜい一回の平方根演算によって、決定されることに留意しなければならない。

【0068】

比

【数 3】

$$\frac{\overline{R^4}}{(\overline{R^2})^2}$$

および量 A の両方が時々とがりと呼ばれる。信号品質推定の好ましい方法は、周波数オフセットに対して感度が良くないので、周波数オフセットに対して感度が良くない CM 法を用いた用途のためのとくに魅力的な方法である。

【0069】

別の実施形態では、単一の較正ベクトルの推定が、たとえばエレメントの良い品質推定だけを各々の較正ベクトルから採用して、かつ次に 1 つの高品質較正ベクトルを得るためのサブセットのすべてを組み合わせ、較正ベクトルのいくつかの決定の他のいくつかの機能を用いて得られることがある。

【0070】



次の記述では、種々の信号通路で生じる位相と大きさとの歪みが単一複素数のそれぞれ振幅と位相とによって記述してあるので、one-to-MまたはM-to-one方式のための較正をM次元の複素数値ベクトルによって記述してあることに留意されたい。FDMAまたはFDMA/TDMA方式のためには、各々のキャリアのために位相と大きさの歪みを記述するには異なった複素数が必要である（各々の周波数バンド）。

#### 【0071】

しばしば電子回路は単純な位相と振幅の因子によって適切に記述されることがあるが、一方、キャリアの各々の周波数バンド内での高周波伝播部分は、複素数によっては適切に記述されないが、しかし、伝達関数によっては適切に記述されるということに留意されたい。このような状況でさえも、アップリンクおよびダウンリンクの間の高周波通路における相互関係によって、伝達関数は、較正のために用いられる場合には無効になるので、複素数は1つのアンテナのアップリンク・ダウンリンク信号通路のための較正を適正に記述するし、また複素数値M次元較正ベクトルが適正である。

#### 【0072】

時々受信電子回路または送信電子回路あるいは両者を経る信号通路が複素数によって適正に記述されないとしても、伝達関数によって記述されることが可能である。別の実施形態では、これは考えに入れられるのでアップリンク信号通路の各々のおよびダウンリンク信号通路の各々は、ベース・バンド信号のための複素数値伝達関数によって記述される。周波数非依存性（キャリア・バンド内）位相と振幅ベース・バンド信号通路の記述よりもむしろ周波数のセットを考慮に入れるためにここで記述した実施形態を拡張する方法は、通常の当業者の一人には明らかにあろうし、また本発明の狙いはこのような拡張を含むものであることは確かである。

#### 【0073】

図2は、アップリンクとダウンリンクのチャネル記述をさらに数学的に下記のやり方で「伝播」「電子的」因子の積に分解するやり方を示す。各々の基地局アンテナ素子（105の素子）および加入者ユニットのアンテナ205の間で、ア



アップリンクへとダウンリンクへとの高周波伝播効果のせいでベース・バンド信号に生じる位相と振幅との歪みを記述する複素数値数がある。このような伝播の影響は限界通路損失無しにフェーディングとシャドーイングとの効果、マルチパス、および近距離電磁界散乱を含む。アップリンクとダウンリンクの各々に対して、前記Mのような数は、M次元複素数値ベクトルとして組み合わせることができる。アップリンクとダウンリンクそれぞれのためにこれらのベクトルとして  $g_{rx}$  と  $g_{tx}$  を定義されたい。  $g_{rx}$  と  $g_{tx}$  はここで伝播因子と呼ばれる。典型的な移動性が低い環境では伝播因子が数個のフレームにわたって一定のままとなる（すなわち数十ないし数百ミリ秒）。

#### 【0074】

同様に、アンテナ・アレイ105の素子と受信信号処理装置111の対応する出力端子との間で、受信電子回路のせいでベース・バンド信号に生じる位相と振幅との歪みを記述する複素数値数がある。さらに、送信信号処理装置123の入力端子と、アンテナ・アレイ105の対応する素子との間で、送信電子装置チェーンにおけるベース・バンド信号に生じる位相と振幅との歪みを記述するもう1つの複素数値数がある。これらの電子装置チェーンの位相と振幅との歪みには、ケーブル損失、不完全な物理的接続、種々のアクティブな受信または送信高周波電子回路の利得のバリエーション、ならびにたとえば表面音波（SAW）フィルタおよび他の機器のような高周波電子機器に含まれる特別な機器でのグループ遅延のせいで生じるものが含まれる。基地局のハードウェアが安定である場合には、電子的因子は拡張した時間区間（分、時または日）を超えて一定のままになっている。送信および受信電子機器チェーンの各々のための電子に基づいたM因子がある。各々の方向のためにこれらの因子は、M次元複素数値ベクトルとして組み合わせることができる。M受信電子装置チェーンの歪みのベクトルとして受信電子回路因子ベクトル  $e_{rx}$  を定義し、また送信電子回路因子ベクトル  $e_{tx}$  をM送信電子装置チェーンの歪みのセットとして定義する。

#### 【0075】

図2ではアップリンク伝播因子ベクトル  $g_{rx}$  を211として示し、またアップリンク電子回路因子ベクトル  $g_{tx}$  を215として示すが、一方、ダウンリンク電



子回路因子ベクトル  $e_{tx}$  を 2 1 7 とし示し、ダウンリンク伝播因子ベクトル  $g_{tx}$  を 2 1 9 とし示す。

【0076】

各方向に向けた各アンテナ素子のためのこれらの因子の乗法的性質は数学的には下記のように現される。

【数4】

$$\begin{aligned} a_{rx} &= g_{rx} \otimes e_{rx} \\ a_{tx} &= g_{tx} \otimes e_{tx} \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、 $\otimes$  は素子方向の積（すなわち、アダマール積）を表す。本明細書において  $\otimes$  は  $\circ$  の中に  $\times$  がある記号を意味する。

【0077】

好ましい実施形態は、従来の各々のチャネルが一周波数チャネル（一周波数チャネルはここではFDMA/TDMA方式のための「キャリア」として取り扱う）におけるタイム・スロットであるような周波数分割多重アクセス/時間分割多重アクセス（FDMA/TDMA）方式である。殊に、時間はタイム・スロットのフレームに分割され、このようなフレームは図3の301に示す。好ましい実施形態のフレーム301には、8つのタイム・スロットが含まれる。順番に、図3で0から3（305、307、309、および311項）と表示された4つの受信タイム・スロットと、それに続く0から3（315、317、319、および321項）と表示された4つの送信タイム・スロットとがある。そこで、好ましい実施形態では、相対的に短い時間間隔で分離される連続する受信および送信スロットにわたってアップリンクとダウンリンク因子が測定される。そのため、相互関係の原則によって、アップリンクとダウンリンク伝播因子が同一であると仮定することは合理的である。

$$g_{rx} = g_{tx} \quad (2)$$

【0078】

FDD方式では、アップリンクとダウンリンクとの伝播因子間の関係はもっと複雑になっていることがあり、さらに決めることができる。



#### 【0079】

##### アップリンク重み演算

好ましい実施形態では、アップリンク重みは基地局101で受信信号処理装置111によって演算される。アップリンク重みは、ここでは $W_{rx}$ で表される複素数値M次元複素数値「受信重みベクトル（アップリンク重みベクトルとも言われる）」115によって集計され、その各々の素子は、ベース・バンド受信信号の振幅と位相との重み付けを記述する。重み付けを適用した結果としてベース・バンド信号が特定の加入者ユニットから生成される。図1を参照すると、アンテナ素子からの受信信号106が受信高周波電子回路ユニット109によって計数化され、かつベース・バンドに変換される。図4は（プログラミングによって）受信（アップリンク）重み演算を含む受信信号処理ユニット111の好ましい実施形態を示す。受信信号処理装置111ははじめに通過帯域の濾波を行い、さらに周波数オフセット、タイミングオフセット、I/Q不適合、およびその他の可能な歪みのための補償を行う。これらの演算は、通常「前処理」として標識し、また図4の403として示される前処理装置中で行う。

#### 【0080】

次のステップでは適当な空間的处理と復調技術とを用いることによって、送信されたシンボル・シーケンス411がセットの前処理した受信信号405から推定される。図4を参照すると、受信（アップリンク）重みベクトル115によって記述された受信重みのセットによって振幅と位相を重み付けすることによって、特定の所望の加入者ユニットからの信号の推定値が空間的处理装置407によって決定される。

#### 【0081】

本発明がまた空間的处理装置407を時間等化を含む時空的处理装置によって置き換えることを包含することに留意されたい。時空的处理によって、時間領域で重み付けが重畳演算、または同等に、周波数領域での乗法によって置き換えられる。通常は、重畳は有限であり、またサンプリングしたデータ上で行われるので、空間的处理と時間等化とをイコライザ・タップの有限数を有する時間領域イコライザを用いて結合することに等しい。すなわち、重みベクトルにおける



重みの各々は、有限数の数値によって置き換えられる。もし各々の重畳関数の長さがKであるならば、複素数値M重みベクトル $w_{rx}$ を決定することよりもむしろ、K行列 $W_{rx}$ によって複素数値Mを決定する。

#### 【0082】

空間的な重み決定法を異なった大きさの行列とベクトルとに関する問題を再表現することによって重み行列にしたがって時空的処理用に容易に改変できることに留意されたい。この記述全体として、Mをアンテナ素子の数であるとし、Nをサンプルの数とし、Kをアンテナ素子あたりの時間イコライザー・タップの数であるとしよう。セットの受信信号サンプルを行ベクトルの行列として書くことができ、各々の行ベクトルは単一のアンテナからの単一のサンプルを表す。その場合、すべての信号サンプルを $(M \times N)$  受信信号行列によって表すことができる。時空的処理を考えに入れるために、 $(M \times N)$  受信信号行列のNサンプルの各々の行ベクトルを一行目の移行バージョンのK行として書いて、大きさ $(MK \times N)$ の受信信号行列を生じることができ、この行列は大きさ $(MK \times 1)$ の重みベクトルのエルミート転置（すなわち複素数共役転置行列）によって前もって掛け算した時にNサンプルの推定受信信号行ベクトルを生じる。時空間問題は、このように、問題を決定する重みベクトルとして再表現されている。たとえば、共分散を基礎とする方法のために重みベクトルは大きさ $(MK \times 1)$ の「長い」重みベクトルである。この「長い」重みベクトルの用語を再アレイすることで必要 $(M \times K)$ 重み行列が得られる。そのため、ここでの記述は重みおよび空間的処理に関して一方、その狙いは時空的処理を含める意図にある。

#### 【0083】

図4と処理装置407を再び参照すると、始めに、アップリンク重みベクトル115の推定値、たとえば前のフレームからの値、が用いられる。信号の推定値408が次に復調器と基準信号生成器411とによって復調されて送信シンボル・シーケンス412の推定値を生成し、次にさらに高水準処理ユニット413によって処理されて、ネットワーク・インターフェース・ユニット（図示せず）に送られる音声またはデータ信号113を生成する。シンボル・シーケンス412を生成することに加えて、復調と基準信号生成器411とが、推定されたシンボ



ルによって変調され、かつ用いた特別な変調プロトコルによる正しい信号構造を有する、変調された信号である基準信号410をも生成する。この基準信号は、前処理した受信信号セット405とともに、重みベクトル生成器409によって用いられて受信重みベクトル115の良好な推定値を生成する。重みベクトル生成器409は、重みベクトルの目的関数を最小化する重みベクトルを決定する最適化方法を実施する。この目的関数には、重みベクトルを用いて信号のコピーの空間的な処理の操作を経て基準信号410に至る、生成した信号の偏差の測定値が含まれている。好ましい実施形態では、目的関数に重みベクトルの大きさを限定するための用語が含まれている。重みベクトル生成器409から得られた重みベクトルの次の推定（値）を信号のコピー操作407によって用いることができ、また送信重み生成器117によって用いられることがある。本発明の方法が好適に実施される基地局の構造のさらに多くの詳細のためには、上記で参照した米国特許出願第09/020049を見るべきである。アップリンク重みベクトル演算のさらに詳しいことについては、上記で参照した米国特許出願第08/729390および米国特許出願S/N09/153110の空間的処理による通信端末での周波数オフセットの存在における基準信号生成のための方法を見よ。

#### 【0084】

##### ダウンリンク重み演算

リンク重み118は、重み $W_{tx}$ のM次元複素数値ベクトルとして表現しても良い（「送信重みベクトル」および「ダウンリンク重みベクトル」と呼ばれる）。好ましい実施形態では、ダウンリンク重みが直接にアップリンク重みから演算される。アップリンクとダウンリンクとの信号通路の対称性が用いられる。図5A（アップリンク）および図5B（ダウンリンク）で図示したこの対称性を下記のように表現しても良い。

#### 【0085】

1. 加入者ユニットが送信した、変調されたベースバンド信号（503として示した）と後空間処理（すなわち多重分離した）信号（たとえば図4を参照すると、基準信号410）との間のスカラー「チャネル」（ベースバンドでの）のインパルス応答が、加入者ユニットで基地局から受信ベースバンド信号509へ送



信された前空間処理スカラー・ベースバンド信号507からの逆方向のインパルス応答と実質的に同じである。数学的には、この対称性を、方程式を実質的に満足するアップリンクとダウンリンクの重みベクトルと言っても良い。

$$w_{rx}^* a_{rx} = w_{tx}^* a_{tx} \quad (3)$$

【0086】

2. 同じ加入者ユニットから送信して受信するために（受信と送信のために加入者ユニットが同じアンテナを使用することを仮定して）、アップリンクとダウンリンクのアンテナ・アレイのビーム・パターンは、実質的に同一でなければならない。相互関係の条件（ $g_{rx} = g_{tx}$ ）が実質的に成立する場合には、これは、重みベクトルが実質的に満足されることを意味する。

【数5】

$$w_{rx} \otimes e_{rx} = w_{tx} \otimes e_{tx} \quad (4)$$

ただし、 $\otimes$ は素子方向の積を表す（すなわち、アダマール積）。一般的にはアンテナ・アレイのビーム・パターンは、重みベクトルに、同様にまた高周波電気回路の伝達関数に、依存することに留意されたい。式（3）は、 $w_{tx}$ のために多くの解を持つが、一方、式（4）はただ1つの解を持つ。

【数6】

$$w_{tx} = w_{rx} \otimes e_{rx} \oslash e_{tx} \quad (5)$$

ただし、 $\oslash$ は素子方向の商を表す。したがって、送信重みの生成を支配する主な方程式は下記によって与えられる。

【数7】

$$w_{tx} = w_{rx} \otimes c \quad (6)$$

ただし、「較正ベクトル133」（ $c$ で表される）は、下記のように定義される。

【数8】



$$c = e_{rx} \oslash e_{tx} \quad (7)$$

【0087】

送信重み生成器117の内部構造を図6に示す。送信重みベクトル118の要素を生成するためには、素子方向の乗法処理603を用いて対応する較正ベクトル133の要素に、対応する受信重みベクトル115の要素を乗じる。

【0088】

較正処理

較正処理の主な目的は、基地局および較正過程を支援するその加入者ユニットのために較正ベクトル133を決定することである。たとえばトランスポンダや信号生成器や、あるいは測定ネットワークのような、追加の較正装置は必要ではない。典型的なTDD方式では、較正処理は下記の段階から成っている。

1. 適当な加入者ユニットとの接続を確立する。
2. アップリンク・チャネル空間シグネチャ  $a_{rx}$  を推定する
3. ダウンリンク・チャネル空間シグネチャ  $a_{tx}$  を推定する
4. 相互関係を推定し、下記のように較正ベクトル133を演算する

【数9】

$$c = a_{rx} \oslash a_{tx} = e_{rx} \oslash e_{tx} \quad (8)$$

5. 加入者ユニットとの接続を切る

【0089】

明らかに、較正関数を決定するためには、「明示的な」アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャ（上記のステップ2および3）を表示または記憶することは必要でないし、また代わりにアップリンクおよびダウンリンク・シグネチャに関連する中間的な量から較正関数を演算するステップ4を直接に進めても良い。この発明の目的のためには、このような中間的な量からの較正関数の演算は、アップリンクおよびダウンリンク・シグネチャから較正関数を演算することと等価である。

【0090】



好ましい実施形態が実装される現行のWLL方式では、各々の加入者ユニットが較正方法を支援することが可能である。それにもかかわらず、信号とノイズとの比を最大にするために、基地局に対して閉じている加入者ユニットを選ぶことが一般的には望ましい。較正呼出しは、いかなるキャリアおよびいかなるタイム・スロット上でも開始することができるが、一方、基地局は他のキャリアおよびタイム・スロット上で標準的な通信チャネル（TCH）呼出しのサービスをしている。

#### 【0091】

ここでの記述は基地局と加入者ユニットとの通信によって生じる較正に対してであり、その狙いは基地局と、ここに記述した機能を行う特別な目的の送受信機との通信を明らかに含む一方、いかなる他の機能たとえば典型的な加入者ユニットが行う典型的な機能を必ずしも行わないことに留意されたい。たとえば、較正を実施する加入者ユニットに含まれるハードウェアとソフトウェアとのサブセットを用いることができる。

#### 【0092】

通信がバースト・パイ・バーストを生じるシステムを好ましい実施形態が用いることに留意されたい。ここでの記述では「バースト」との用語を用いており、またたとえばトラフィック・バースト、較正バースト、などという用語を用いた。本発明はバースト・パイ・バースト方式に限定されないことは確かである。ここで用いたバースト・パイ・バーストと非バースト・パイ・バースト方式との両者に適用できる「バースト」に対して一般的に等価である用語は「波形」であるので、「較正波形」はバースト・パイ・バースト方式にとっては較正バーストである。「トラフィック波形」はバースト・パイ・バースト方式にとってのトラフィック（またはTCH）バーストである。以下同様。

#### 【0093】

図7は、本発明の態様による較正呼出しを含む典型的なプロトコルを示す。異なったプロトコルも他の実施のために設計可能である。アレイの順序は上から下である。矢印の方向は通信の方向を示す。このプロトコルは、基地局から加入者ユニットへの無線呼出し711を含む標準的な呼出しセット・アップ・プロトコ



ル703、加入者ユニットから基地局へのリンク・チャネルリクエスト713で始まり、ステップ715で加入者に送られたリンク・チャネル指定を生じる。同期化（「SYNCH」）バーストはバーストアップリンク（717）に、次にダウンリンク（719）に送られる。最後に、ステップ721では、基地局へ無線応答が送られる。このプロトコルの較正バースト位相705のために、加入者ユニットがはじめのアップリンク較正バーストまたは複数の較正バースト（723）を送信するので、基地局がアップリンク・チャネルを推定できる。この後すぐに、ステップ725で、基地局がはじめのダウンリンク（または複数の較正バースト）較正バーストを送信するので、加入者ユニットがダウンリンク・チャネルを推定できる。

#### 【0094】

好ましい実施形態では、較正バーストが特別なエアー・インターフェース基準、この場合には、PHSの基準に合致している較正波形であることに留意されたい。「エアー・インターフェース基準に合致していること」によって、我々はチャネル構造およびエアー・インターフェース変調への合致を意味する。ここで「チャネル構造」とはFDMAの場合においては周波数スロットのことであり、TDMAの場合においてはタイムおよび周波数スロットのことであり、あるいはまたCDMAの場合においてはコード・チャネルのことであり、また「変調」は、PHSの場合においてはたとえば $\pi/4$ -DQPSKであるか、またはGSMの場合においてはGMSKのことである。以下同様。以下で記述する2トーンおよびマルチ・トーン較正方法においては、較正波形は、各々がPHSエアー・インターフェース基準に合致している2つ以上の波形の合計から成っている。このような合計が、周波数の再利用を伴うマルチ・ユーザ通信システムで自然に生じる際には、エアー・インターフェース基準に合致している波形の合計はまた本記述の目的のためのエアー・インターフェース基準に合致していると考えられる。

#### 【0095】

一実施形態がアンテナ・アレイの全体を好ましい実施形態で一度に較正するためのものである一方、Mアンテナ素子のアレイ全体ではなくて、M素子未満の各々のアレイの副アレイであると考え、各々の副アレイを独立にも較正する。この



好ましい実施形態では、1つまたは複数の追加のアップリンク較正バーストおよび1つまたは複数の追加のダウンリンク較正バーストが必要になることがあり、各々の追加の副アレイのための各々、そしてこれらの追加のステップを点線727および729としてそれぞれ図7に示す。唯一のダウンリンクおよび唯一のアップリンクの追加ステップが点線で表してあることに留意されたい。これが較正するための追加の副アレイがあるのと同じほど多い追加バーストを表していることが理解されねばならない。

#### 【0096】

特別な実施形態では、固定された基準アンテナに関して較正された各々のアンテナを用いてアンテナが対で較正される。そのため、M素子アンテナ・アレイは、2素子副アレイの集合として眺められ、また各方向での較正に用いたM-1バーストがある（ステップ727および729は各々M-2回実行する）。図8は、固定基準アンテナとして任意に選んだアンテナ801をとまって、801、802、803、805、807、および809という6つのアンテナの円形アレイを示す。副アレイを点線区域内でアンテナとして示す。5つの副アレイは、アンテナ801および802の副アレイ#1（811）、アンテナ801および803の副アレイ#2（813）、アンテナ801および805の副アレイ#3（815）、アンテナ801および807の副アレイ#4（817）、アンテナ801および809の副アレイ#5（819）である。

#### 【0097】

好ましい実施形態では、加入者ユニットは、ダウンリンク較正バーストあるいは複数のバーストを分析することができるようになったいくつかのインテリジェントな信号処理能力を有する。一般には、リモート加入者ユニットによってダウンリンク・チャネル推定値のいくつかをその次に実施することができる。部分的な結果を決定するシグネチャ推定のこの部分は、ここでは「ダウンリンク・シグネチャ関連信号」と呼ばれる。好ましい実施形態では、ダウンリンク・チャネル推定値を完全に演算するための十分な処理力を加入者ユニットが持っており、この場合では、ダウンリンク・シグネチャ関連信号がダウンリンク・チャネル推定値成分である。これらの結果は（完全か部分的な推定かどうか・・・一般



には、ダウンリンク・シグネチャ関連信号) PHSプロトコルで記述したように、制限無しにSACCH、FACCH、TCH有料負荷を含む標準的なメッセージ・プロトコルを用いることによって基地局に逆送される。PHSプロトコルは本出願書内で引用してある。たとえば無線工業及び商業協会(ARIB: Association of Radio Industries and Businesses、日本)予備基準の第2版のPCR STD-28でPHS基準を記述しており、変形がPHSメモランダム・オブ・アンダースタンディング・グループの技術基準書(PHS MoU、<http://www.phsmou.or.jp>を参照のこと)に記述してある。この送信は、第1ダウンリンク較正バーストのためのステップ731として、またたとえば残りの副アレイのための、追加のバーストを用いるそれらの実施形態のために点線733として示してある。他の関連情報(たとえば、信号品質推定あるいは生のI/Qサンプル)もまた、電力制御で使用するため、ならびにその他の分析および目的のために加入者ユニットから基地局へ逆送信することができる。加入者ユニットの電力制御ならびに信号品質推定の側面の記述のためには上記で引用した米国特許出願第09/020049を参照されたい。

#### 【0098】

較正処理の終わりに、基地局が較正ベクトルを演算し、較正呼出しを終了する。呼出しの終了709は、好ましくは加入者ユニットからの解放メッセージ737に続く基地局からの切斷コマンド735を含む。

#### 【0099】

アップリンク・シグネチャ推定

好ましい実施形態では、基地局周辺のアクティブな加入者ユニットでアップリンク・シグネチャ推定が行われる。サービス・チャネルが確立された後、加入者ユニットは基地局に向けてアップリンク較正バーストを送信する。この特定の実施形態では、アップリンク較正バーストはアイドル状態の(ペイロードなし)TCHバーストである。他の実施形態では、他のシーケンスを使用することができ、他のシーケンスを使用する方法をどのように修正するかは、当業者であれば明白であろう。たとえば、他の実施形態では、ダウンリンク・シグネチャ推定が最初に実行される。加入者ユニットで計算したダウンリンク・シグネチャ関係の信



号は、好ましくはシグネチャ推定であり、その後、基地局に送信される。これらの信号を使用して、アップリンク・シグネチャを推定する。

#### 【0100】

図9は、アップリンク・シグネチャ  $a_{rx}$  を決定するための要素を説明している。好ましい実施形態では、加入者ユニット（たとえば、ユニット141）はシグナル・プロセッサ上の一組のプログラム命令として実施されるアップリンク較正バースト・シンセサイザ907を含む。シンセサイザ907は、メモリ（すでに存在しているシグナル・プロセッサ・メモリの一部）を備え、第1の較正バースト（ステップ723）または第2の較正バースト（ステップ727）を生成する。バーストは、加入者ユニットの送信RF電子回路909を使用して加入者ユニットのアンテナ911から送信される。好ましい実施形態の加入者ユニットのアーキテクチャについては、上記の米国特許出願第08/907594号と図12で説明されている。図12を見ると、タイム・デュプレクサ1203は送信時に送信位置にあり、送信RF電子回路909の出力をアンテナ911に接続していることがわかる。通常のトラフィック・バースト信号は、ボコーダDSP1209を介して電話インターフェース・ユニット1213から得られる。複素数値（I、Q）サンプルがDSPデバイス（TX DSP 1211）内に形成され、他のDSPデバイス、信号受信に使用されるRX DSP 1205と共有するメモリ1207に接続されている。ここで説明するアップリンク・チャネル決定の実施形態のため、通常送信信号処理機能に加えてアップリンク較正バースト・シンセサイザ907の機能を実行するようにTX DSP 1211がプログラムされている。図9に示されているように、アップリンク較正バーストは、基地局アンテナ・アレイ105で受信され、受信RF電子回路109によってベースバンド信号110に変換される。その後、アンテナ素子からの信号は、素子403、921、および931の機能を実行するようにプログラムされている1つまたは複数のデジタル信号処理デバイス（DSP）で構成されている受信信号プロセッサ111によって処理される。プリプロセッサ403は、ベースバンド・フィルタ処理を含む前処理と、周波数オフセット、タイミング・オフセット、およびI/Q不整合を受信信号から除去する処理を行う。実施形態によっては、必要に



応じて、ベースバンド・イコライゼーションも、プリプロセッサ403に含めることもできるが、イコライゼーションを含める方法は当業者には明白であり、したがって、本発明の主要な関心事ではない。ユニット921は、ユニット407および411を含み、信号コピー操作、復調、および基準信号生成を実行することで送信されたシンボル・シーケンス（基準信号）を推定する。好ましい実施形態では、加入者ユニットは標準TCHバーストを送信し、したがって、基地局のデフォルトのTCH復調方法をこの目的に使用できる。他の実施形態では、加入者ユニットは明確に知られている事前定義された較正シーケンスを送信するので、基地局で事前に記憶できる。この場合、受信した信号を復調する必要はない。この他の実施形態は、図9で点線で示されており、送信信号推定値410の代わりに事前定義されたバースト・セグメント923が使用される。チャンネル識別ユニット931は、送信信号推定値410と受信信号405を使用するが、これらはそれぞれ、基本の空間的なシグネチャ933を推定するためのアップリンク・チャンネルの入力信号と出力信号である。チャンネル識別ユニット931では、任意の標準システム識別手法を使用できる。次の方法は、好ましい実施形態で 사용되는。受信信号405と送信信号推定410のN個のサンプルを使用する。好ましい実施形態では、N=50である。つまり、バーストのサンプルを50個だけ使用するということである。k=0、1、...、N-1としてN個のサンプルの時係数をkで表し、時刻kに受信した信号405のベクトルをx(k)で表し、時刻kに送信された信号推定値401をs(k)で表す。アップリンク・チャンネル・シグネチャの推定値は次のようにして求められる。

【数10】

$$\hat{a}_{rx} = X S^* (S S^*)^{-1} \quad (9)$$

ただし、行列 $X = [X(0) X(1) \dots X(N-1)]$ とベクトル $S = [S(0) S(1) \dots S(N-1)]$ である。当業者であれば、次の式で受信信号をモデル化するためにチャンネル・シグネチャの最尤推定値としてこれを認識できるであろう。

$$x(k) = a_{rx} s(k) + v(k), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$



0)

ただし、 $v(k)$  は時刻  $k$  における加法的雑音のベクトルを表し、雑音ベクトルは統計的に独立で、等分布ガウス・ランダム過程のベクトルであり、平均値  $E[v(k)] = 0$ 、共分散行列  $E[v(k) v(k)^*] = \sigma_v^2 I$ 、 $I$  は恒等行列である。しかし、本発明のこの部分は、モデル作成の仮定に依存していない。他の実施形態では、より高度な、あるいはあまり高度でない標準システム識別手法を式 (9) の代わりに使用できる。Lyung, L. 著『System Identification. Theory for the User』(Englewood-Cliffs; NJ: Prentice-Hall, 1987) は本発明で使用するために手を加えられる他の多数のシステム識別手法の優れた出典である。また、式 (9) の解および同等の解は、ここでは、最大尤度の受信信号モデルおよびその他の条件が満たされていなくても最尤推定値と呼ぶこともあり、また「最尤推定値」という用語は適切な線形信号モデルおよび雑音条件が成立するときの最大尤度となる解を意味すると理解されることに留意されたい。たとえば、式 (11) または同等の式を適用する操作は、任意の種類の雑音が存在している状態で任意のモデルを使用してあるいはモデルをいっさい使用せずに任意の送信  $S$  および受信  $X$  の「最尤推定値」に分類されることになる。

#### 【0101】

##### ダウンリンク・シグネチャ推定

ダウンリンク・チャネルを推定するために、基地局 101 は加入者ユニット 141 に向けて 1 つまたは複数のダウンリンク較正バーストを送信する。図 10 は、ダウンリンク・シグネチャ  $a_{1x}$  を決定するための要素を説明している。好ましい実施形態では、基地局 101 の送信信号プロセッサ 123 は、ダウンリンク較正バースト・シンセサイザ 1005 としてプログラムされており、ダウンリンク較正バーストを生成する（この方法の実施形態で使用しているバーストの数に応じてステップ 725 の第 1 のバーストまたはステップ 727 の第 2 のバースト、およびその実施形態のステップ）。このようなバーストは、基地局 101 内のメモリからバーストをリコールすることで生成するのが好ましい。必要な空間処理に送信信号プロセッサ 123（ユニット 1005 の一部として図 10 に示されて



いる)を使用し、送信RF電子回路125およびアンテナ・アレイ105を介して送信することにより、バーストが加入者ユニット141に送信される。

#### 【0102】

バーストは、加入者ユニット(たとえば、ユニット141)により、加入者ユニット受信電子回路1009を介してアンテナ911で受信される。再び図13を見ると、好ましい実施形態の加入者ユニットには、この実施形態に関してkで表されるサンプリング受信信号1012を生成するようにプリプロセッサ1011としてプログラムされ、さらに受信信号1012およびMベクトル $\mathbf{z}(k)$ で表される一組の送信信号の格納バージョン1019を使用してダウンリンク・チャネル・シグネチャを決定するダウンリンク・チャネル識別プロセッサ1013としてプログラムされているRX DSP 1205を含む。格納バージョン1019は、メモリ1207内に形成されているバッファに格納される。その後、加入者ユニットは結果を基地局に送り返す。

#### 【0103】

特定の実施形態において、信号は $\pi/4$ DQPSKを使用して変調され、ボーレートは192kbaud/sである。受信信号 $y(k)$ は4倍の過剰サンプリングである。ツートーン較正(以下参照)を使用した場合、送信された較正波形は適切に変調された正弦波であり、好ましい実施形態では、メモリを節約するため、各正弦波の単一期間のみがメモリ1207に格納され、メモリ1207のそのセクションは循環バッファとして構成される。その後、連続する期間に繰り返しデータを読み出す。

#### 【0104】

代表的な加入者ユニットは通常、高々数本のアンテナ(本発明の実施形態で好ましいWLLシステムの1本のアンテナ911)を備え、これによりダウンリンク・シグネチャ推定に使用できる情報が制限される。さらに、代表的加入者ユニットのハードウェアは、サイズおよびコスト制約の点で単純であり、したがって、代表的な基地局のハードウェアに比べて高度で正確な処理をあまり行えない。その結果、加入者ユニットで受信した信号は、たとえば、アップリンク推定値と比べてダウンリンク・チャネル推定値の精度を引き下げる可能性のある周波数お



よびタイミング・オフセット効果、および位相雑音を制限されることなく含むかなりの歪みが入り込むことがある。将来、より高い信号処理（あるいは他の計算処理）能力を平均的な加入者ユニットが備えることによりプリプロセッサ1011で歪みを補正できるようになることが予想される。しかし、本発明は信号処理能力が低いときでも機能する。

#### 【0105】

改良された実施形態では、基地局は制限されることなく周波数オフセット、タイミング・オフセット、1/Q不整合、および位相雑音を含む効果に関してロバストな専用設計の信号シーケンスを使用する。このため、ある程度の、ただし制限されている、信号処理能力を持つ単純で安価な加入者ユニットを使用して正確な結果を求めることができる。たとえば、ダウンリンク較正バーストは純粋なトーンで構成できる。そのため、加入者ユニット内でプリプロセッサ1011としてプログラムされているRX DSP 1205で周波数オフセットおよびタイミング・アライメント推定をほんのわずかの計算作業で実行できる。それとは別に、ダウンリンク較正バーストは、疑似ランダム信号シーケンスまたはチャープ（掃引周波数）信号シーケンスから合成でき、これにより、広い範囲に渡る周波数において伝播チャネルを特性化することができる。

#### 【0106】

行ベクトル  $\mathbf{z}(k) = [z_1(k) \ z_2(k) \ \dots \ z_M(k)]$ ,  $k=0, 1, \dots, N-1$  が較正バーストからの基地局101から送信されるM変調ベースバンド信号  $z_1(k)$ ,  $z_2(k)$ ,  $\dots$ ,  $z_M(k)$  のN個のサンプル（ベースバンドの）を表すものとする。 $y(k)$   $k=0, 1, \dots, N-1$  は加入者ユニットの受信信号（ベースバンド内および1011の前処理の後）のN個のサンプルを表すものとする。ベクトル  $\mathbf{y}$  と行列  $\mathbf{Z}$  を次式で定義する。

#### 【数11】

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1(0) & z_2(0) & \dots & z_M(0) \\ z_1(1) & z_2(1) & \dots & z_M(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1(N-1) & z_2(N-1) & \dots & z_M(N-1) \end{bmatrix},$$



それぞれ上記のようになる。ダウンリンク・シグネチャ推定1017は、次の式に従って識別プロセッサ1013で決定するのが好ましい。

【数12】

$$\hat{\mathbf{a}}_{tx} = (\mathbf{Z}^* \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^* \mathbf{Y}$$

当業者であれば、これが、受信信号サンプル1012が次の式を満たすモデル（ベースバンドで）に従うときのダウンリンク・シグネチャの最尤推定値であることを認識できるであろう。

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{z}(k) \mathbf{a}_{tx} + \mathbf{n}(k), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

ただし、 $\mathbf{n}(k)$ 、 $k=0, \dots, N-1$ は、受信信号内の何らかの加法的雑音を表し、 $N$ 個の統計的に独立している、等しく分布するガウス・ランダム変数としてモデル化される。本発明は、このようなモデルに従う受信信号サンプルに依存していないことに留意されたい。また、式(11)の解および同等の解は、ここでは、最大尤度の受信信号モデルおよびその他の条件が満たされていなくても最尤推定値と呼ぶこともあり、また「最尤推定値」という用語は適切な線形信号モデルおよび雑音条件が成立するときの最大尤度となる解を意味すると理解されることに留意されたい。たとえば、式(11)または同等の式を適用する操作は、任意の種類の雑音が存在している状態で任意のモデルを使用してあるいはモデルをいっさい使用せずに任意の送信 $\mathbf{Z}$ および受信 $\mathbf{Y}$ の「最尤推定値」という用語のもとに分類されることになる。

【0107】

雑音サンプルを次のベクトルで表すと、

【数13】

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n(0) \\ n(1) \\ \vdots \\ n(N-1) \end{bmatrix}$$

式(12)は次のように表すことができる。



$$y = Z a_{tx} + n \quad (13)$$

【0108】

シグネチャ1017は、Zが一次独立の列の場合のみ式(11)に従って決定できることに留意されたい。このため、較正されたアレイ（またはサブアレイ）の各アンテナ素子はM個（またはサブアレイの場合にはそれよりも少ない個数）の実質的に「一次独立」の信号をダウンリンクの較正中にM個の（またはそれよりも少ない）アンテナ素子から送信する。M個の送信信号 $z_i(k)$ は、 $k = 0, 2, \dots, N-1$ について

【数14】

$$\sum_{i=1}^M c_i z_i(k) = 0$$

となるような定数の複素数値パラメータ $c_1, c_2, \dots, c_M$ を見つけることが不可能な場合に一次独立である。実際、この要求条件はさまざまな方法で満たすことができる。一実施形態では、較正バースをいくつかのセグメントに分割し、任意に指定された時刻に1つのアンテナ素子のみが有効になるようにできる（時間領域における直交性）。それとは別に、アンテナ素子は異なる周波数で純粋なトーンを送信することができる（周波数領域における直交性）。一次独立の信号はさらに、疑似ランダム信号シーケンスまたはチャープ信号シーケンスから合成することもできる。他の手法については、当業者であれば明白であろう。

【0109】

ツートーン・ダウンリンク較正

好ましい実施形態では、アンテナ・アレイは図8に示されているように共通基準素子を持つ2素子サブアレイに分割され、各サブアレイは独立に較正される。一実施形態では、較正中に、特定のサブアレイの各アンテナ素子は異なる周波数の複素数値正弦波を送信する。 $\omega_1$ と $\omega_2$ （ラジアン/秒）で、それぞれ、特定のサブアレイの第1のアンテナ素子を通る第1の較正信号の周波数および特定のサブアレイの第2のアンテナ素子を通る第2の較正信号を表す。この場合、Mの値は2で、式(11)によるダウンリンク・チャネル推定値は次のとおりである。

【数15】



$$\begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \frac{e^{j\Delta\omega NT} - 1}{e^{j\Delta\omega T} - 1} \\ \frac{e^{-j\Delta\omega NT} - 1}{e^{-j\Delta\omega T} - 1} & N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_1 kT} \\ \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_2 kT} \end{bmatrix} \quad (14)$$

ただし、 $T$ は信号のサンプリング期間を表し、 $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ はトーンの間  
の周波数分離を表す。観測間隔 $NT$ が $2\pi/\Delta\omega$ の整数倍になるように $N$ を選択し  
た場合、 $e^{j\Delta\omega NT} = 1$ となり、次のような単純な公式が求められる。

【数16】

$$\hat{a}_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_1 kT}, \quad (15a)$$

$$\hat{a}_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-j\omega_2 kT}. \quad (15b)$$

【0110】

これらは、それぞれ $\omega_1$ と $\omega_2$ の受信信号の離散フーリエ変換（DFTまたはそ  
の高速実装、FFT）と認識される。また、それぞれ2つの較正バーストのある  
受信した加入者ユニット信号 $y$ の相互相関に比例するとも認識される。明らかに  
、実施形態では、 $1/N$ 係数はシグネチャの決定には含まれていない。

【0111】

第1のアンテナ素子を基準とする、アンテナ素子の1つ、つまり第2のアンテ  
ナ素子の相対的ダウンリンク・シグネチャは、第1の相互相関で割った第2の相  
互相関として計算される。

【0112】

好ましい実施形態の実施形態では、RX DSP 1205はダウンリンク・  
チャネル識別プロセッサ1013としてプログラムされている。受信信号サンプ  
ル $y(k)$ は、4倍オーバーサンプル192 kbaud/sの信号である。つま  
り、毎秒784 k個のサンプルがあるということである。使用する2つの周波数  
は24 kHz（kラジアン/秒で除算）と-72 kHz（較正信号は複素数値で



あることに留意されたい)である。一般に、周波数の差 $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ が大きいほど、パフォーマンスが高くなる。好ましい実施形態では、特定のビット・パターンを $\pi/4$  DQPSKモジュレータ (PHSの標準) に送ることで信号を合成する。この方法でトーンを簡単に合成できる。しかし、 $\pi/4$  DQPSK変調と特定のボーレートは、周波数が $+72\text{ kHz}$ 、 $+24\text{ kHz}$ 、 $-24\text{ kHz}$ 、および $-72\text{ kHz}$ の信号のみを実質的に合成できるということを意味している。最大の分離はトーンのパアが $+72\text{ kHz}$ と $-72\text{ kHz}$ のときに得られるが、 $72\text{ kHz}$ の信号は $24\text{ kHz}$ 信号よりも純粋なトーンに似ていないように見え、したがって、好ましい実施形態で使用している2つのトーンは $+24\text{ kHz}$ と $-72\text{ kHz}$ である。この方法が $+24\text{ kHz}$ と $-24\text{ kHz}$ のトーンを使用するよりもパフォーマンスがよいという点については、以下の「パフォーマンス」の項で説明する。チャンネル識別プロセッサ1013を実装しているDSPプログラムは、次のように要約することができる。

【0113】

【表1】



### ツートーン・ダウンリンク手順

入力：加入者がシーケンス  $y(0)$ ,  $y(1)$ , ...,  $y(N-1)$  を受信した。

出力： $\begin{bmatrix} 1 \\ C \end{bmatrix}$  の形式の推定ダウンリンク・チャネル

1. 第1の較正シーケンスを持つ受信シーケンスの相互相関を求める（周波数 $\omega_1$ のトーン）：

2. 第2の較正シーケンスを持つ受信シーケンス相互相関を求める（周波数 $\omega_2$ のトーン）：

3. 望んでいる量  $C = B/A$  を計算する。

#### 【0114】

他の実施形態では、より複雑な実施形態を必要とする可能性のある方法など、使用可能なトーンの制限を含まないトーン信号を合成する異なる方法が使用でき、あるいは異なる直交信号が使用できることに留意されたい。

#### 【0115】

トーン較正バーストを使用する方法は、位相雑音および周波数オフセットに関してロバストであり、周波数オフセットと位相雑音は周波数差 $\Delta\omega$ に比べて小さい。

#### 【0116】

大きなタイミング・オフセットが存在している場合、ツートーン法の改良した実施形態で、このようなタイミング・オフセットを決定し、量をタイミング・オフセットについて補正することができる。 $\tau$ は、送信信号の遅延時定数であるとする。この改良された実施形態では、較正バーストは2つの時間セグメントに分



けられ、ブレイク点はこの2つのバーストで同じである。第1の時間セグメントで、第1の正弦波と第2の正弦波の和は同じアンテナ素子、つまり第1のアンテナ素子から送信される。第1の時間セグメントで $N_1$ 個のサンプルがあるとし、また加入者ユニットで受信した信号を $y_1(k)$ 、 $k=0, \dots, N_1-1$ で表す。第1のセグメント観測間隔 $N_1 T$ は $2\pi/\Delta\omega$ の整数倍であると仮定すると、タイミング・オフセットの推定値は第2の相関バーストを持つ加入者ユニット受信信号の相互相関と第1の相関バーストを持つ加入者ユニット受信信号の相互相関との比から求められる。

【数17】

$$e^{j\Delta\omega\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N_1-1} y_1(k)e^{-j\omega_2 kT}}{\sum_{k=0}^{N_1-1} y_1(k)e^{-j\omega_1 kT}} \quad (16)$$

較正バーストの第2のセグメントで、2つの正弦波は前記のツートーン法の実施形態の場合と同様2つの異なるアンテナを介して送信される。第2の時間セグメントで $N_2$ 個のサンプルがあるとし、また加入者ユニットで受信した信号を $y_2(k)$ 、 $k=0, \dots, N_2-1$ で表す。観測間隔 $N_2 T$ が $2\pi/\Delta\omega$ の整数倍になるように $N_2$ を選択した場合、

【数18】

$$\frac{\sum_{k=0}^{N_2-1} y_2(k)e^{-j\omega_2 kT}}{\sum_{k=0}^{N_2-1} y_2(k)e^{-j\omega_1 kT}} = \frac{\hat{a}_2}{\hat{a}_1} e^{-j\Delta\omega\tau} \quad (17)$$

式(16)と(17)を組み合わせると、2つのダウンリンク・シグネチャ推定値の望む推定値が得られる。簡単のため、2つのセグメントを等しい長さ、 $N_1 = N_2$ とする。第1のツートーン実施形態の場合と同様、使用する2つの周波数は24kHzと72kHz（較正信号は複素数値であることに留意されたい）である。タイミング・オフセットの補正機能を含む第2の実施形態に従ってチャネル識別プロセッサ1013を実装するRX DSP 1205用のDSPプロ



グラムは次のように要約できる。

【0117】

【表2】

改良されたツートーン・ダウンリンク手順

入力：受信したシーケンス  $y(0), y(1), \dots, y(2N-1)$ 。

出力： $\begin{bmatrix} 1 \\ C \end{bmatrix}$ の形式の推定ダウンリンク・チャネル

1. 較正シーケンス#1の第1の半分を持つ受信シーケンスの第1の半分の相互相関を求める：

2. 較正シーケンス#2の第1の半分を持つ受信シーケンスの第1の半分の相互相関を求める：

3.  $C1 = B1 / A1$ を計算する。

4. 較正シーケンス#1の第2の半分を持つ受信シーケンスの第2の半分の相互相関を求める：

5. 較正シーケンス#2の第2の半分を持つ受信シーケンスの第2の半分の相互相関を求める：

6.  $C2 = B2 / A2$ を計算する。

7. 望んでいる量  $C = C2 / C1$ を計算する。

【0118】

長さの等しくないセグメントの使用、2組のツートーン信号（知られている量だけ離れている）の使用、および異なる組み合わせの送信をはじめとする、さま



ざまな修正をこれらの方法に加えられることは、当業者にとっては明白なことであろう。異なる公式も、較正係数の決定に使用できる。

【0119】

ドット積が純粋なトーンとなっている2つの定数係数を使用すると都合がよい。それとは別に、たとえば、第1のセグメントにトーンを、第2のセグメントにチャープ信号シーケンスを使用することも可能である。

【0120】

一度に2本を超えるアンテナを取り扱うように方法を一般化することもできる。次の代替手法は、任意の本数のMアンテナで動作する。セグメントの第1のセグメント（つまり第1の半分）で、それぞれM個のトーンが異なるM個の異なる単一トーン信号の総和は、第1の（つまり基準）アンテナ素子から送信されるが、他のアンテナ素子からは信号は送信されない。第2のセグメントで、M個の単一トーン信号のうちの異なる1つがM個のアンテナ素子から送信される。この方法ではさらに、Mアンテナ素子アレイ（またはサブアレイ）を推定するために次のように進む。使用する表記は、添字 i を受信信号の相関に使用したトーンとして第1の半分の相関を  $A_i$  で表し、添字 i を受信信号の相関に使用したトーンとして第2の半分の相関を  $B_i$  で表すものとする。M個の純粋トーン信号の周波数を、それぞれ、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ 、 $\dots$   $\omega_M$  で表す。

【0121】

【表3】



### 改良されたMツートーン・ダウンリンク手順

入力：受信したシーケンス  $y(0), y(1), \dots, y(N), \dots, y(2N-1)$ 。

出力：
$$\begin{bmatrix} 1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_M \end{bmatrix}$$
 の形式の推定ダウンリンク・チャネル

1. 各較正シーケンスの第1の半分を持つ受信シーケンスの第1の半分の相互相関を求めて、それぞれM個の相関  $A_1, A_2, \dots, A_M$  を求める。
2. 基準アンテナ素子に対応する第1の相関  $A_1$  に関して正規化し、M個の数  $1, A_2/A_1, \dots, A_M/A_1$  をそれぞれ求める。
3. M個の較正シーケンスのそれぞれの第2の半分を持つ受信シーケンスの第2の半分の相互相関を求めて、それぞれM個の相関  $B_1, B_2, \dots, B_M$  を求める。
4. 基準アンテナ素子に対応する第1の相関  $B_1$  に関して正規化し、M個の数  $1, B_2/B_1, \dots, B_M/B_1$  をそれぞれ求める。
5. M個のシグネチャ素子をそれぞれ  $1, [(B_2/B_1)/(A_2/A_1)], \dots, [(B_M/B_1)/(A_M/A_1)]$  として計算する。

#### 【0122】

M個の素子のシグネチャを同時に決定する上記の一般化を修正することで、第1のセグメント内の1本のアンテナ素子でM個のトーンすべての総和を送信するのを回避できる。一般に、タイミング・オフセットは基地局のすべてのアンテナ素子からの送信に関して同じであると仮定できる。ここで説明した実施形態を実装するシステムでは、すべてのADCおよびすべての下方変換および上方変換は同期する。たとえば、このような場合、基準アンテナ素子から送信されたトーンと他のアンテナのトーン（たとえば第2のもの）との和のみが第1のセグメントないの第1の素子から送信される。この方法や他の多くの方法による上記の一般化を修正する方法は、当業者にとっては明白なことであろう。



### 【0123】

上記の説明では、タイミング・オフセットの相殺について取りあげているが、係数の除算でも、位相オフセットを相殺できることに留意されたい。

### 【0124】

タイミング・オフセットの決定

上記の説明では、さらに、複数の信号、たとえば、純粋トーン信号を送信することでごくわずかな計算のみで加入者ユニット内のタイミング・オフセットを決定する方法も提案している。

### 【0125】

タイミング・オフセットを決定するには、上記の「改良されたツートーン・ダウンリンク法」のステップ1、2、および3を実行する。ステップ3では、量C1は本質的には、 $\exp -j(\omega_2 - \omega_1)\tau$ である。したがって、対数をとって、 $\Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1)$  で除算すると、タイミング・オフセットの推定値 $\tau$ が得られる。

### 【0126】

改良されたタイミング・オフセット法では、上記の「改良されたMトーン・ダウンリンク法」のステップ1および2を実行する。ステップ2では、量1、 $A_2/A_1, \dots, A_M/A_1$ によりそれぞれ、M量1、 $\exp -j(\omega_2 - \omega_1)\tau, \dots, \exp -j(\omega_M - \omega_1)\tau$ が得られる。最後のM-1量の対数を取り、これらのうち第1を $(\omega_2 - \omega_1)$ で、第2を $(\omega_3 - \omega_1)$ で、 $\dots$ 、そして最後のを $(\omega_M - \omega_1)$ で除算することにより、それぞれ、タイミング・オフセット $\tau$ のM-1個の推定値が得られる。これらの平均を求めると、タイミング・オフセットの最終推定値が得られる。

### 【0127】

標準トラフィック・チャネル・コールの間での較正

他の実施形態では、専用の較正コールを使用する代わりに、較正手順を通常のトラフィック機能に使用される両方向で標準電話呼び出しに埋め込むことも可能である。通常のトラフィック機能は、空中インターフェースに依存しており、復調、タイミングおよび周波数追跡、および電力制御やハンドオフなどの各種制御



機能を含む場合がある。たとえば、アップリンク・チャンネル・シグネチャは、上述の決定指向の手法を使用することで標準アップリンク・トラフィック・チャンネル（TCH）バーストから推定できる。上述のダウンリンク・チャンネル推定法は、次のように修正される。

#### 【0128】

ダウンリンクで、基地局はTCHバーストと較正バーストを混ぜたのをランダムに加入者ユニットに向けて送信する。つまり、較正バーストは、TCHバーストで散らばるということである。較正バーストは可聴エラーを引き起こす場合があるので、このような較正バーストはあまり頻繁に送信せず、送信する場合もサイレント期間に送信するのが好ましい。代表的なサイレント期間は、1回のバーストよりも長く、したがって改良された実施形態では、較正バーストは基地局によってアイドル・バーストがいくつか送信された後に限り送信される（TCHバーストの代わりに）。

#### 【0129】

ダウンリンク・チャンネル・シグネチャの推定動作を含む加入者ユニットによる処理を説明する実施形態を図11に示した。ステップ1105で、加入者ユニットは生バーストを受け取り、最初にプリプロセッサ1011としてプログラムされている受信信号プロセッサ内でバーストを前処理する。この受信した前処理済み信号は格納される。前処理済み信号は次に、標準TCHバーストの場合と同様にステップ1109で復調される。ステップ1111で、復調されたビットが標準TCHバースト用かどうかを決定する。ほとんどの標準プロトコルの場合と同様に、説明の実施形態のシステムで使用しているPHSプロトコルはシーケンスを正しく受信した時期、たとえば、特定の定義済みビット・シーケンスが存在しているかどうかを決定するいくつかの方法を含む。PHS規格では、このような32ビット「一意的ワード」シーケンスがあり、すべての加入者ユニットに合わせてあらかじめ配列され、認識されている。ステップ1111でこの一意的ワードの存在を検出することにより正しく受信したことを決定する。他のプロトコルでは、プロトコルの使用を使用する当業者にとっては明白であると思われるプロトコルで標準TCHバーストを正しく受信したかどうかを決定する他の手法、お



よび代替手段を使用する。バーストが標準TCHバーストであると判定されると、ステップ1113でビット・シーケンスはベクトルDSP 1209に転送される。他方、ビット・シーケンスが標準TCHバーストと認識されない場合、ステップ1115で加入者ユニットにより、受信バーストが較正バーストかどうかの判定が行われる。上記のツートーン法では、このステップ1115は、較正法の第1の関連ステップを実行することで実行するのが好ましい。相関が高い場合、これが較正バーストであるという信頼度の水準が高い。ステップ1115の結果が「はい」であれば、これは較正バーストであり、ステップ1117でダウンリンク・シグネチャ推定法が続けられ、得られたダウンリンク・シグネチャがステップ1119で基地局に送信される。

#### 【0130】

SYNCHバーストを使用した較正

他の実施形態では、専用の較正コールを使用する代わりに、較正バーストをSYNCHバーストに埋め込むことも可能であるが、較正バーストは2セグメント・マルチトーン・バーストであるのが好ましい（またはペアごとの較正には2セグメントのツートーン・バースト）。

#### 【0131】

性能

ツートーン法（タイミング・アライメント補正を含む改良された実施形態）のダウンリンク・チャネル推定の精度は、PHS基地局と好ましい実施形態で使用されているWLLシステムからの加入者ユニットを使用して実験を行って測定した。第1の実験では、PHS基地局の2本のアンテナは、2組の異なる送信電子回路とともに使用された。40組の較正バーストが、加入者ユニットに送信され、加入者ユニットは受信信号を保存するようにプログラムされた。その後、保存された受信信号を使用して、相対的ダウンリンク・シグネチャを計算する。計算は、MATLAB環境（Mathworks, Inc.（マサチューセッツ州ナティック））を使用してオフラインで実行した。結果を図13に示す。図からわかるように実験のキャリア周波数については、2つの送信電子回路／アンテナ素子は、異なる増幅利得を持ち、約109度の相対位相を出力した。使用したツート



ーンは+24kHzと-72kHzであった。

#### 【0132】

第2の実験を実行したが、ことは、同じ電子回路および同じアンテナを使用した。つまり、2つの較正信号（2つのトーン）が同じ電子回路およびアンテナ素子から送信された。図14は、使用した2つのトーンが+24kHzと-72kHzの場合の結果を示している。図からわかるように、予想通り、位相角は0.0に近く、大きさは1.0に近い。2つのトーンを+24kHzおよび-24kHzとしてこの同じ実験を繰り返した。結果を図15に示す。これら2つのトーンを使用したときの誤差と変動は、図14で使用した周波数を使用した場合よりも大きかった。

#### 【0133】

複数の加入者ユニットの使用

本発明の他の点では、複数の加入者ユニットを使用して較正係数を求め、これらの加入者ユニットから得られたシグネチャの関数として決定することができる。これらは、すべて加入者ユニットとすることさえできる。たとえば、関数としては主成分、平均、または重心などがある。組み合わせステップの好ましい実施形態では、主成分法を使用する。加入者1、...、Nsから収集したシグネチャ $a_1, \dots, a_{Ns}$ を結合するために、行列 $A = [a_1, \dots, a_{Ns}]$ を作って、 $A^H A$ の主成分（最大の大きさの固有値に対応する固有ベクトル）を計算するか、またはそれと同等の方法であるが、Aの最大特異値に対応する左特異ベクトルを見つける。改良された実施形態で、各加入者ユニットはさらに、信号品質推定値を求め、これらの推定値が基地局に送信される。加入者ユニットで実装された信号品質決定手法を使用することができ、好ましい実施形態で使用されている信号品質を決定する方法（および装置）は上で引用した米国特許出願第09/020049号で開示され、さらに上述しているとがりベース手法である。さらに、信号品質関連の測定もすでに電力制御の目的で、基地局で使用できる可能性があることに留意されたい。信号品質推定値が利用できる場合、重み付き平均較正係数が得られ、重みはその加入者ユニットの受信信号品質に応じて加入者ユニットを使用する較正係数に対するものである。たとえば、主成分法を使用すると、シグ



ネチャ推定値は、 $\beta_1, \dots, \beta_{Ns}$ をそれぞれの加入者ユニット1、 $\dots$ 、 $Ns$ の重み付け係数とするシグネチャ行列 $A = [\beta_1 a_1 \dots \beta_{Ns} a_{Ns}]$ の主成分である。

#### 【0134】

他の面では、較正係数は再び、複数の（全部の場合さえある）加入者ユニットから得た較正係数の関数として求めることができる。しかし、この関数では、各加入者ユニットからのシグネチャ推定の各要素の相対的「品質」を考慮している。これは、加入者ユニットについて基地局のアンテナ素子の1つまたは複数が他の素子に比べて「弱い」場合に適用できる。このような場合、シグネチャ推定値要素および対応する較正係数要素のいくつかが破棄される。たとえば、（正規化された）大きさが何らかの大きさのしきい値よりも小さいシグネチャ要素を破棄することができる。それとは別に、シグネチャ推定値を使用して予測した受信信号と実際の受信信号とを比較して、要素ごとに残差誤差（たとえば、1回のバーストでの平方誤差平均）を決定し、残差誤差の大きいシグネチャ要素を破棄することもできる。次に、すべての較正係数推定値の少なくとも1つの推定値を含む複数のこのような「不完全な」較正係数推定値を結合できる。たとえば、アレイ（またはサブアレイ）に4つのアンテナ素子があり、SU1、SU2、およびSU3で表される3つの加入者ユニットで、第1の素子と第2の素子、第2の素子と第3の素子、第3の素子と第4の素子はそれぞれ、十分正確であるとみなされる。i番目の加入者ユニットを使用するj番目の較正係数要素を $C_{ij}$ で表すと、完全な較正係数推定値の4つの要素は、 $C_{11}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{23}$ （ $C_{12}/C_{22}$ ）および $C_{34}$ （ $C_{12}/C_{22}$ ）（ $C_{23}/C_{33}$ ）と決定される。これは、次のように、任意の組の完全または不完全SU決定に一般化できる。 $C_{ij}$ をi番目の加入者ユニットから決定されるj番目の較正係数要素とし、 $Q_{ij}$ を $C_{ij}$ の測定と関連する推定値の品質とするが、ただし、 $i = 1, \dots, Ns$ 、 $j = 1, \dots, M$ とする。シグネチャ信頼性を決定する上記の方法で、 $Q_{ij}$ は、その成分が信頼できないとみなされた場合に値0を、信頼できるとみなされた場合に値1を持つ。信頼性を数学的に示す他の方法も可能であるが、当業者であれば明白なことである。完全較正ベクトル $D = [D_1 \ D_2 \ \dots \ D_M]$ はDと複素数値パラメータ $B_1, \dots$ ,



$B_{Ns}$ 上の共同最小化を実行することで決定される。つまり、 $B = [B_1, \dots, B_N]$ 、 $D$ の定義は、

【数 19】

$$\min_D \min_B \sum_{ij} Q_{ij} |D_j - C_{ij} B_i|^2$$

という演算を実行することで決定される。この最小化は、標準の方法、たとえば、 $D$ 上でグリッド検索を実行して大域的な最小値を近似的に求め、その後勾配降下法で推定値を精密化するという方法で実行できる。他の手法については、当業者であれば明白であろう。

【0135】

その他の側面

上述のように方法と装置にさまざまな変更を加えても本発明の精神と範囲を逸脱しないことは、当業者には理解されるであろう。パリエーションとしては、次のようなものがあるが、これらに限定されるわけではない。

【0136】

・この方法は、アップリンク重みベクトルからダウンリンク重みベクトルを推定するために使用する較正係数を決定するためだけでなくアップリンク・シグネチャまたはダウンリンク・シグネチャを推定するために修正できる。

【0137】

・各アップリンク・シグネチャまたはダウンリンク・シグネチャは、伝達関数のベクトルとして決定できる。ここで説明している方法は、標準伝達関数システムの識別手法を含むように修正される。

【0138】

・アップリンクまたはダウンリンク・チャンネル・シグネチャは、チャンネルおよび異なる推定手法に対する異なるモデルに基づいて式(9)または式(11)から導いたもの以外の公式を使用して求めることができる。

【0139】



・アップリンクまたはダウンリンク・チャネル・シグネチャは、基地局においてベースバンド以外の信号に適用されるアップリンクおよびダウンリンクの重みの場合に適用可能であるのと同様に、ベースバンド以外で、記述することができる。

#### 【0140】

・これらの方法は、移動加入者ユニットを使用するシステムまたは異なるプロトコルを使用するシステムまたはその両方などを含むが、これらに限られるわけではない、いろいろな種類の通信システムに合わせて手直しすることができる。これらの方法はさらに、共通AMPS FDMAシステムなどの非デジタル変調システムに合わせて手直しすることもできる。また、非TDMAデジタル・システムに合わせて手直しすることもできる。このような場合、アップリンクおよびダウンリンクの周波数は、一般に異なるため、加入者ユニットごとに別々のアップリンクおよびダウンリンク・シグネチャを得る必要がある。その後、加入者ユニットに対するすべてのダウンリンク・シグネチャを知っていればダウンリンク重みベクトルを決定できることに留意されたい。

#### 【0141】

・異なる事前定義済み較正信号を使用できる。

#### 【0142】

・（2つを超えるアンテナ素子からなる）異なるサブアレイ構成を使用するか、またはアレイ内のすべてのアンテナ素子を同時に較正できる。

#### 【0143】

・加入者ユニット内のダウンリンク処理は、加入者ユニットと基地局で利用できる計算量および記憶量に応じて多くも、少なくもできる。

#### 【0144】

ここで説明した本発明のいくつかの側面について説明したが、1つまたは複数のDSPデバイスでプログラムが実行されるときに実施される。経済的誘因が十分にあれば、DSPプログラムを含むDSP機能は、専用ハードウェアに、たとえば、特定アプリケーション向け集積回路（ASIC）の一部または大規模集積回路（VLSI）の一部として組み込むことができる。さらに、DSP機能は、



他のプロセッサ、たとえば汎用マイクロプロセッサでもその条件を満たすことができる。さらに、プログラムが動作しているDSPデバイスを専用ハードウェア部分に変換することもできる。したがって、ここで使用しているようなデジタル信号プロセッサ、DSP、およびDSPデバイスという用語には、同等な代替手段も含まれる。

#### 【0145】

上述のように方法と装置にさまざまな変更を加えても本発明の精神と範囲を逸脱しないことは、当業者には理解されるであろう。たとえば、この方法を実装する通信端末で、いろいろなプロトコルのうちの1つを使用することができる。さらに、これらの局および加入者ユニットの複数のアーキテクチャも可能である。本発明は、アンテナ・アレイ装備送受信機およびアレイ装備送受信機と通信する他の送受信機を含むシステムで応用することができる。さらに多くのバリエーションが可能である。本発明の真の精神と範囲は、以下の特許請求項目でのみ制限されるべきである。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

基地局でのアップリンクとダウンリンクの信号の流れを示す図である。

##### 【図2】

「伝播」および「電子的な」因子へのアップリンクとダウンリンク・チャネルの分解を示す図である。

##### 【図3】

典型的なTDDシステムのフレーム構造を図示する。

##### 【図4】

受信信号処理装置とアップリンク重みー演算を示す図である。

##### 【図5】

アップリンクとダウンリンク信号通路の間の対称性を図示する。

##### 【図6】

送信重み生成器の内部構造を示す図である。

##### 【図7】



較正の最中のプロトコルの順番を示す図である。

【図 8】

6 素子円形アレイの 2 素子・サブアレイへの分解を図示する。

【図 9】

ベース局でのアップリンク・シグネチャ推定を図示する。

【図 10】

加入者ユニットでのダウンリンク・シグネチャ推定を示す図である。

【図 11】

通常の TCH パーストが伴った較正パーストによるダウンリンク・シグネチャ決定を行うための方法の一実施形態のフローチャートを示す図である。

【図 12】

本発明の態様が実装され得る典型的な加入者ユニットの構造を示す図である。

【図 13】

ダウンリンク・シグネチャ推定のための方法の 2 アンテナ素子実施形態を試験した結果を示す図である。

【図 14】

単一の送信機およびアンテナ素子を用いるダウンリンク・シグネチャ推定のための方法の実施形態を試験した結果を示す図である。

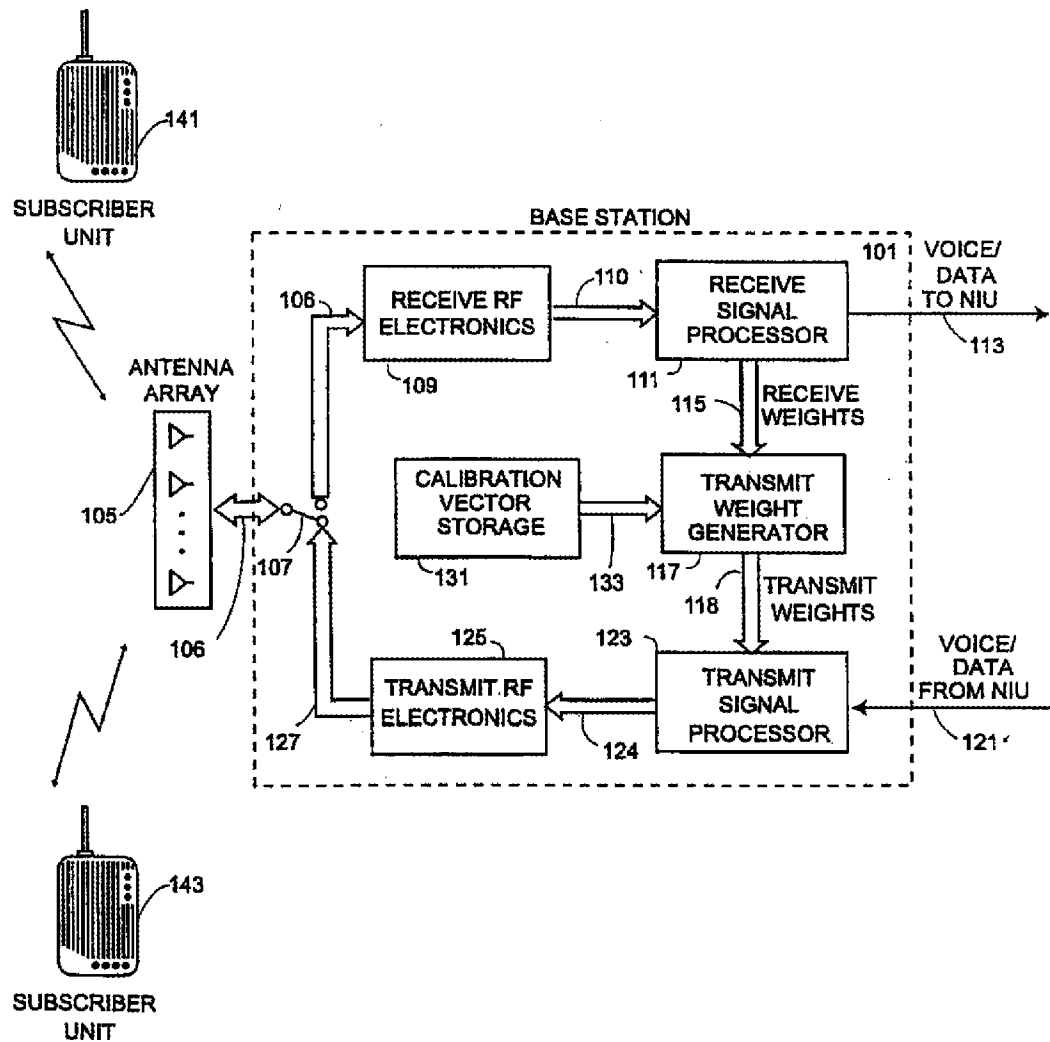
【図 15】

単一の送信機およびアンテナ素子を用いるダウンリンク・シグネチャ推定のための方法の実施形態を試験した結果を示すが、図 14 の結果を得るために用いたものよりも周波数のセットが異なっている。



【図1】

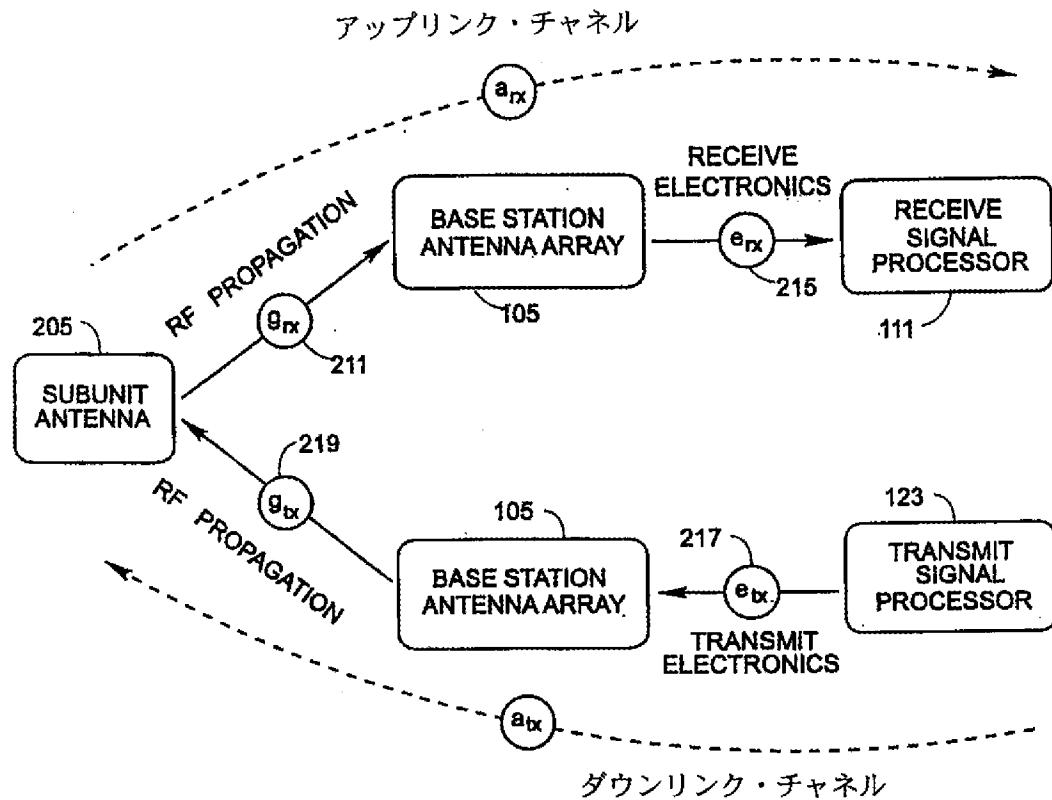
- |     |            |     |            |     |            |
|-----|------------|-----|------------|-----|------------|
| 105 | アンテナ・アレイ   | 117 | 送信重み生成器    | 131 | 校正ベクトル記憶装置 |
| 109 | 受信高周波電子回路  | 121 | NIUへの音声データ | 141 | 加入者ユニット    |
| 111 | 受信信号処理装置   | 123 | 送信重み処理装置   | 143 | 加入者ユニット    |
| 113 | NIUへの音声データ | 125 | 送信高周波電子回路  |     |            |



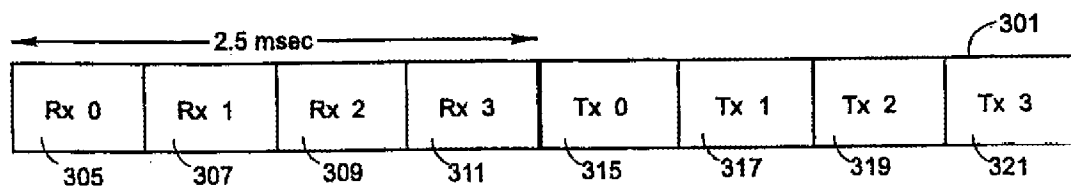


【図2】

105	基地局アンテナ・アレイ	211	高周波伝播
111	受信信号処理装置	215	受信電子回路
123	送信信号処理装置	217	送信電子回路
205	サブユニット・アンテナ	219	高周波伝播

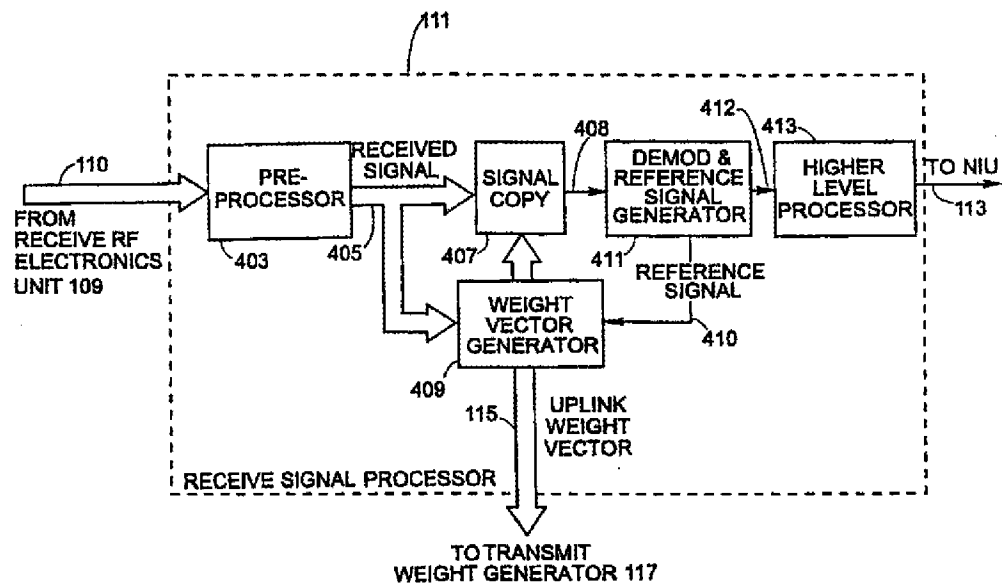


【図3】



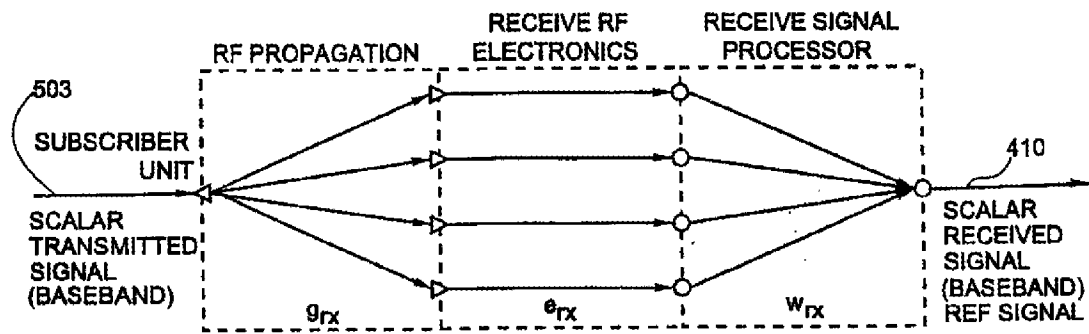


【図 4】

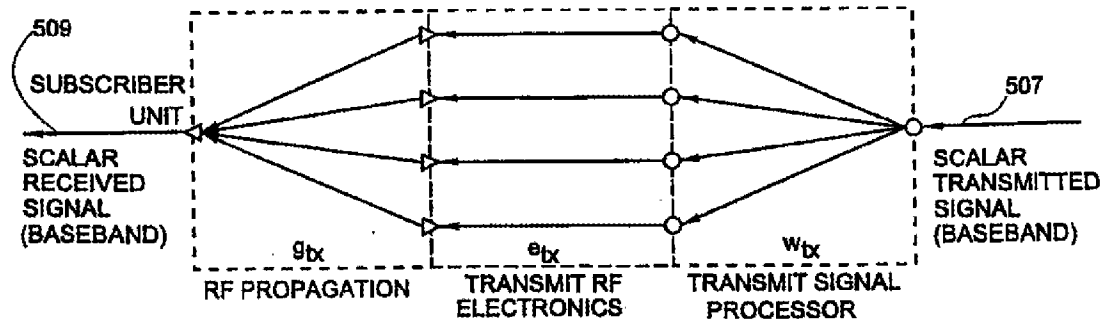


110	受信高周波電子回路	115	アップリンク重みベクトル	407	信号のコピー
	ユニット109から	117	送信重み生成器へ	409	重みベクトル生成器
111	受信信号処理装置	403	前処理装置	410	基準信号
113	NIUへ	405	受信信号	411	復調および基準信号生成器
				413	高レベル処理装置





A



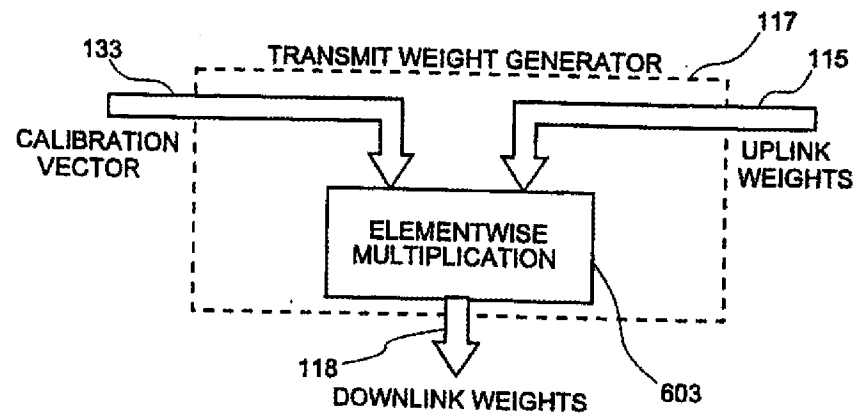
B

SUBSCRIBER UNIT  
 SCALAR TRANSMITTED SIGNAL (BASEBAND)  
 SCALAR RECEIVED SIGNAL (BASEBAND)  
 FE PROPAGATION  
 RECEIVE RF ELECTRONICS  
 RECEIVE SIGNAL PROCESSOR

加入者ユニット  
 スカラー送信信号 (ベースバンド)  
 スカラー受信信号 (ベースバンド)  
 高周波伝播  
 受信高周波電子回路  
 受信信号処理装置



【図 6】



- |       |          |       |         |
|-------|----------|-------|---------|
| 1 1 5 | アップリンク重み | 1 3 3 | 校正ベクトル  |
| 1 1 7 | 送信重み生成器  | 6 0 3 | 素子方向の乗法 |
| 1 1 8 | ダウンリンク重み |       |         |



【図 7】

BASE STATION 基地局 SUBSCRIBER UNIT 加入者ユニット

711 無線呼出し、713 リンク・チャネルのリクエスト、715 リンク・チャネルの指定

717 アップリンク同期、719 ダウンリンク同期、721 無線呼出し応答

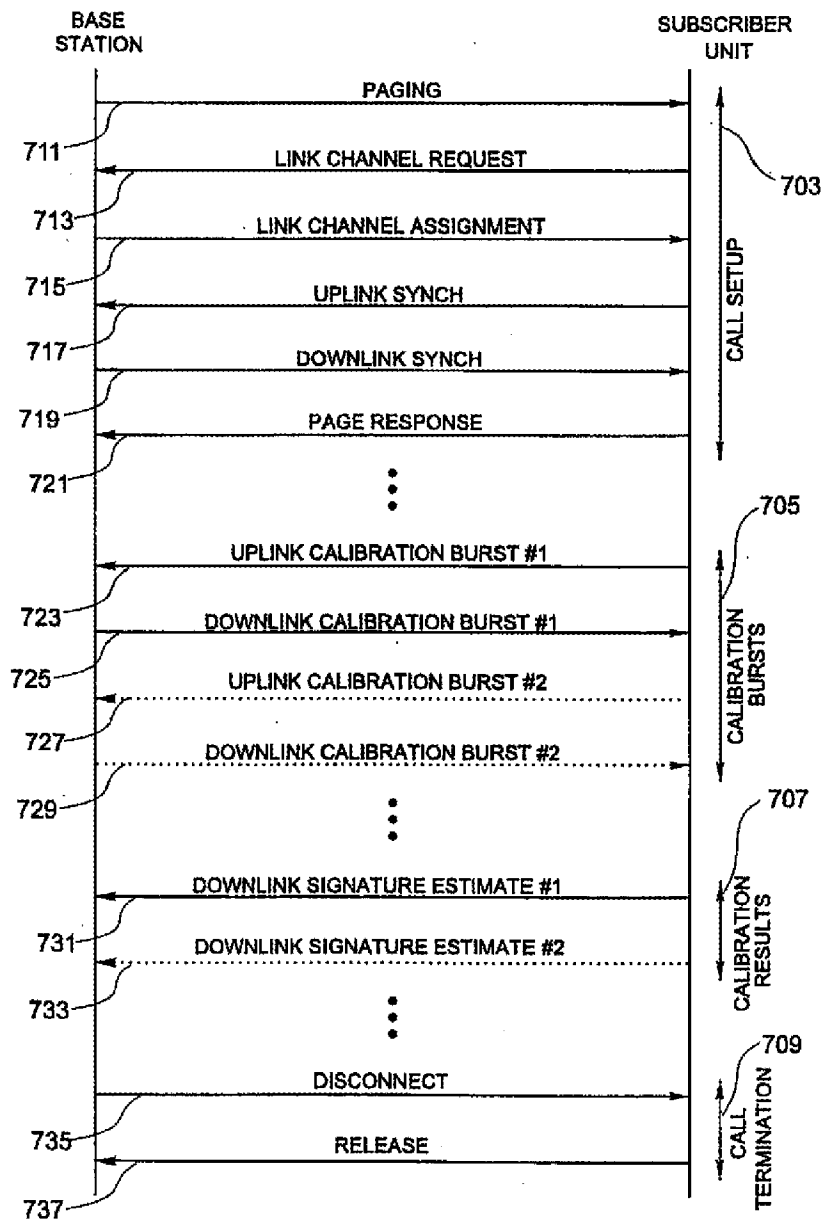
723 アップリンク校正バースト #1、725 ダウンリンク校正バースト #1

727 アップリンク校正バースト #2、729 ダウンリンク校正バースト #2

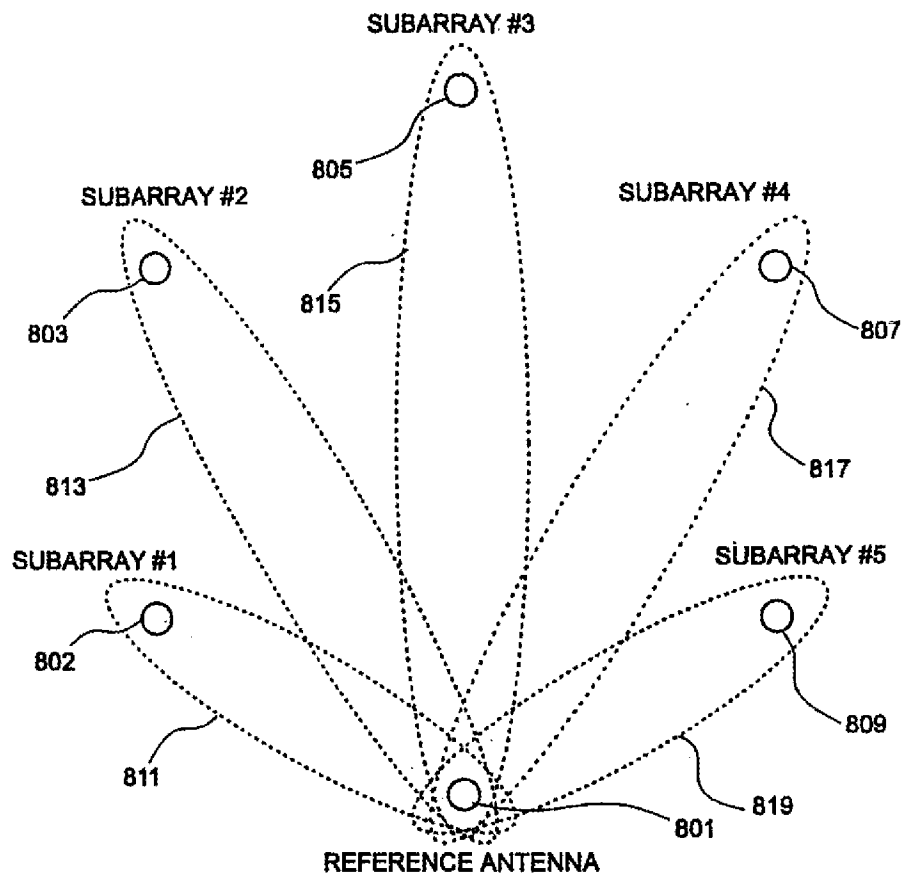
731 ダウンリンク・シグネチャ推定 #1、733 ダウンリンク・シグネチャ推定 #2

735 切断 737 解放 703 呼出しのセットアップ 705 校正バースト 707 校正結果

709 呼出しの終了



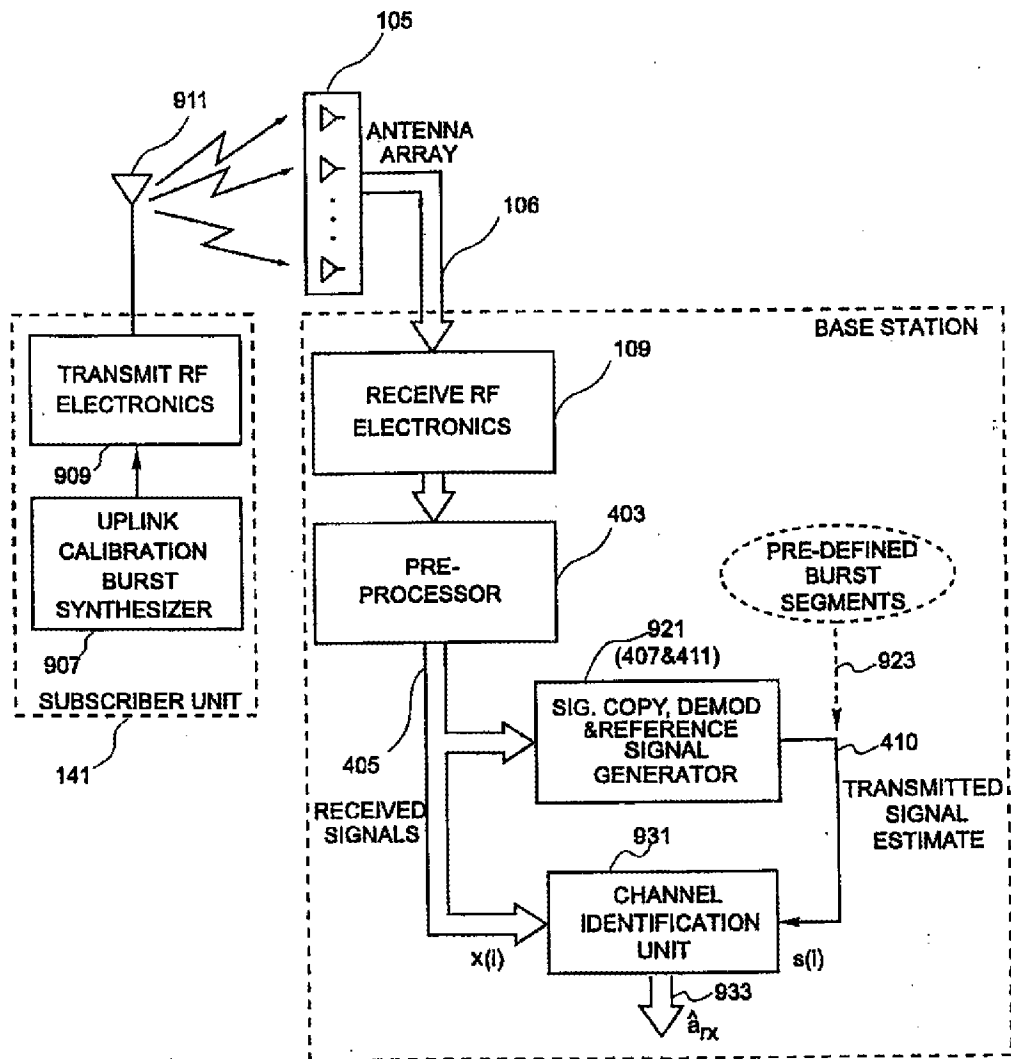




SUBARRAY 副アレイ      REFERENCE ANTENNA 基準アンテナ



【図 9】

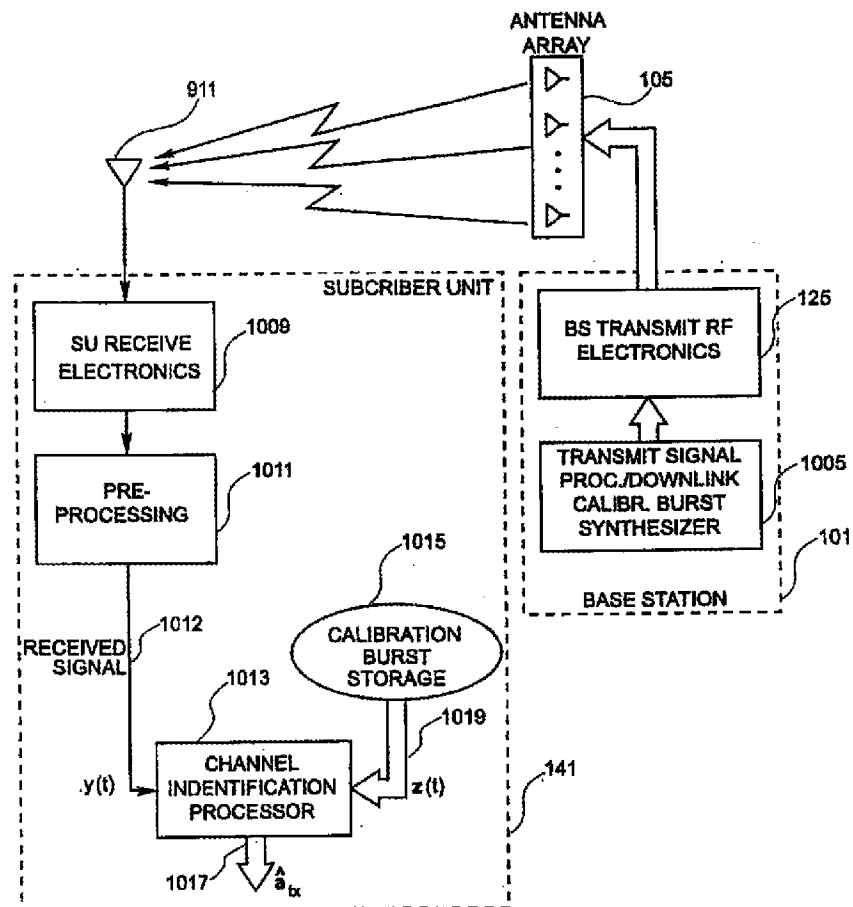


BASE STATION	基地局	PRE-DEFINED BURST SEGMENTS	定義済みバースト・セグメント
TRANSMITTED SIGNAL ESTIMATE	送信信号推定値		
141	加入者ユニット	109	受信RF電子回路
105	アンテナ・アレイ	403	プリプロセッサ
907	アップリンク校正バースト・シンセサイザ		
921	信号、コピー、復調および基準信号発生器	931	チャネル識別ユニット
909	送信RF電子回路		
405	受信信号		

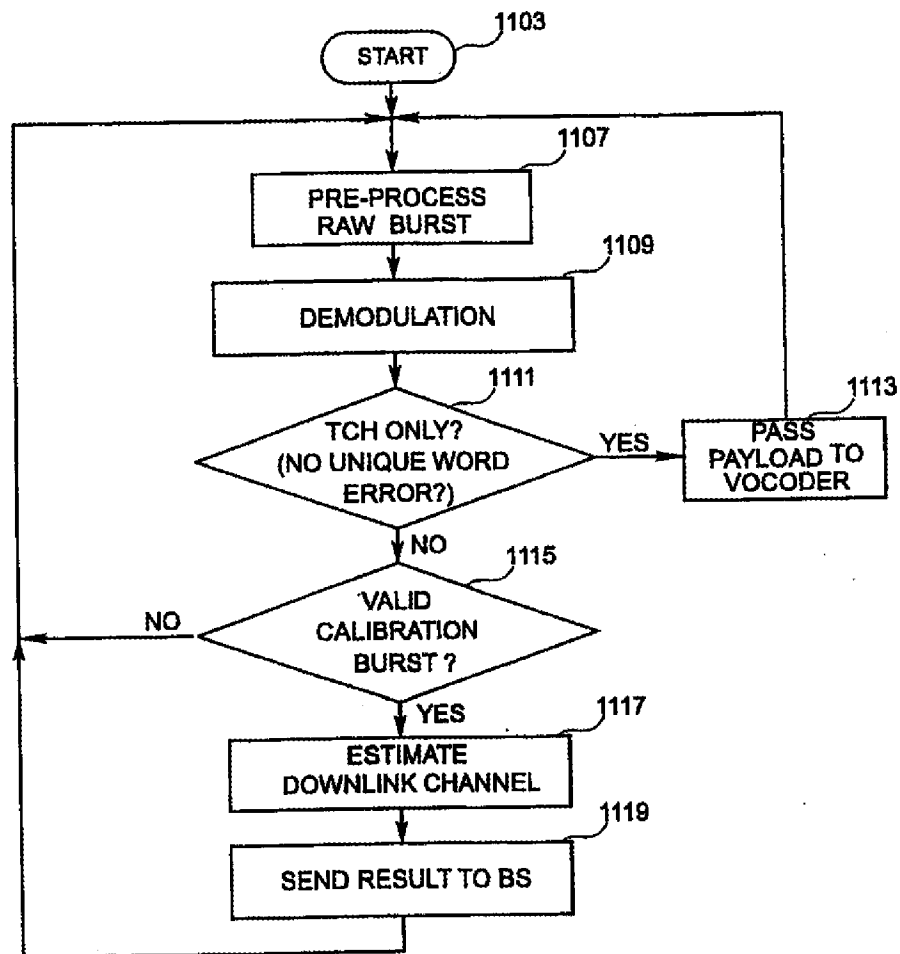


【図10】

101 基地局、141 加入者ユニット、105 アンテナ・アレイ、125 BS送信RF電子回路  
 1009 SU受信電子回路、1011 前処理、1012 受信信号  
 1013 チャンネル識別プロセッサ、1015 校正バースト・ストレージ  
 1005 送信信号処理/ダウンリンク校正バースト・シンセサイザ



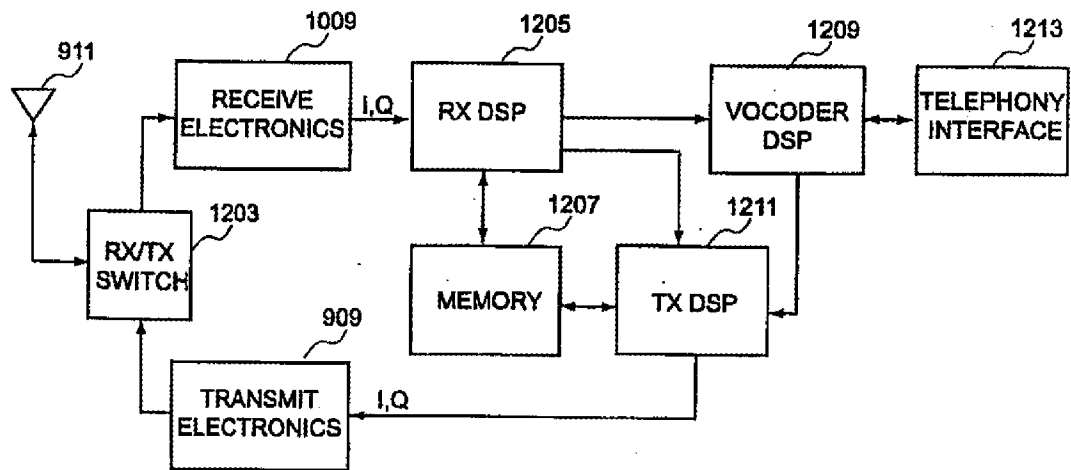




- |      |                   |      |                        |
|------|-------------------|------|------------------------|
| 1103 | 開始                | 1107 | 生バーストを前処理する            |
| 1109 | 復調                | 1111 | TCHのみ? (一意的ワード・エラーなし?) |
| 1113 | ペイロードをボコーダに渡す     | 1115 | 有効な較正バースト?             |
| 1117 | ダウンリンク・チャンネルを推定する | 1119 | 結果をBSに送信する             |



【図12】



1203 RX/TXスイッチ

1009 受信電子回路

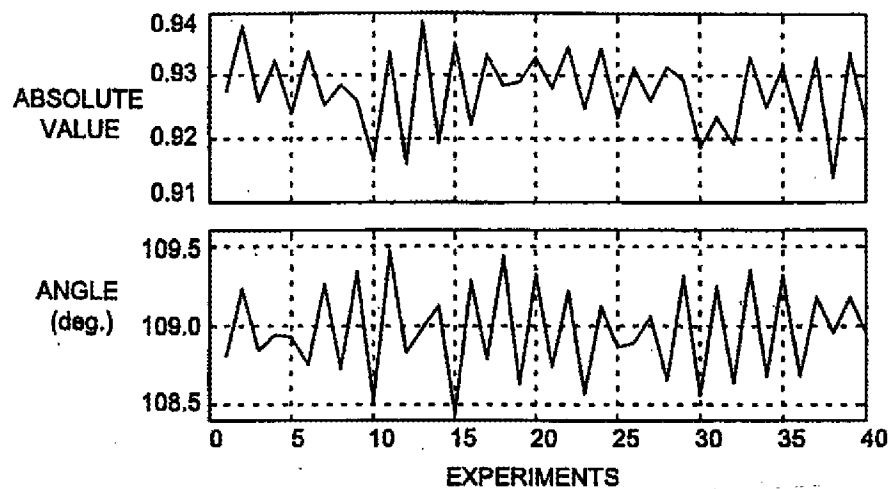
1207 メモリ

1209 ボコーダDSP

1213 電話インターフェース

909 送信電子回路

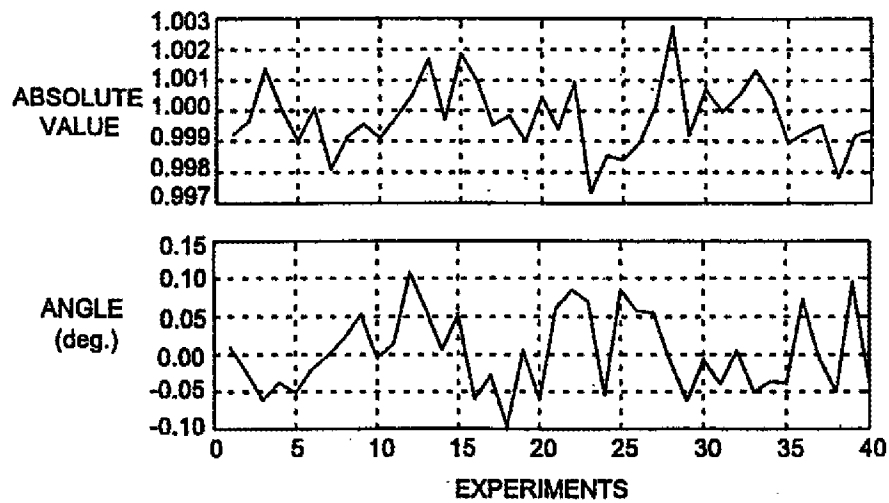
【図13】



ABSOLUTE VALUE 絶対値、ANGLE(deg.) 角(度)、EXPERIMENTS 実験

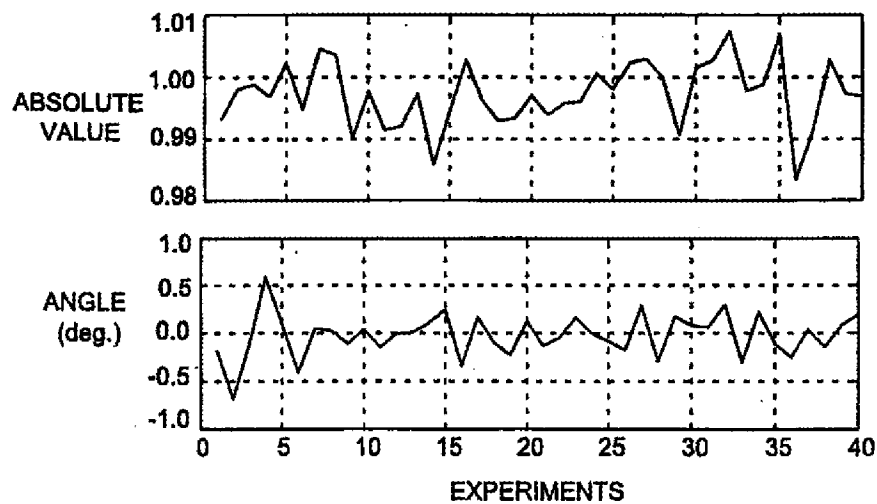


【図 1 4】



ABSOLUTE VALUE 絶対値、ANGLE(deg.) 角(度)、EXPERIMENTS 実験

【図 1 5】



ABSOLUTE VALUE 絶対値、ANGLE(deg.) 角(度)、EXPERIMENTS 実験



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 99/08856

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04B7/04 H01Q3/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04B H01Q H04Q

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 592 490 A (ROY III RICHARD H ET AL) 7 January 1997 (1997-01-07) cited in the application	1-7, 9-17, 20-22, 24, 28, 29, 31, 32, 34-39, 41, 42, 46, 47, 49, 50 23, 40 18, 19
Y		
A	abstract; figures 1, 6-8 column 3, line 26 - column 5, line 14 column 7, line 59 - column 8, line 8 column 8, line 45 - line 59 column 9, line 10 - line 17 column 10, line 10 - column 11, line 42 column 16, line 31 - column 18, line 25 -/--	

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

26 July 1999

Date of mailing of the international search report

02/08/1999

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.O. Box 5010 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel: (+31-70) 340-2040, Tx: 31 651 epo nl  
Fax: (+31-70) 340-3015

Authorized officer

Sieben, S

Form PCT/ISA210 (second sheet) (July 1992)

page 1 of 2



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Patent Application No.  
PCT/US 99/08856

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	column 18, line 50 - column 19, line 32; figure 9 column 20, line 29 - line 53 ----- EP 0 713 261 A (HUGHES AIRCRAFT CO) 22 May 1996 (1996-05-22) cited in the application	23,40
A	abstract; figures 1-3 page 2, line 28 - page 3, line 16 page 3, line 48 - line 55 page 4, line 6 - line 15 page 4, line 30 - line 55 page 6, line 30 - page 7, line 7 ----- US 5 546 090 A (ROY III RICHARD H ET AL) 13 August 1996 (1996-08-13) cited in the application	1-4,6, 9-11,34, 35,41
A	abstract; figures 4,6,7 column 2, line 12 - line 38 column 2, line 63 - column 3, line 34; figures 1,2 column 5, line 26 - line 50 column 6, line 37 - column 7, line 35 column 8, line 1 - line 53 ----- US 5 274 844 A (HARRISON R MARK ET AL) 28 December 1993 (1993-12-28) cited in the application	1-6, 10-12, 23-27, 29, 34-36, 40-45,50
A	abstract; figures 1,2,4 column 1, line 22 - line 32 column 1, line 50 - line 57 column 2, line 8 - line 19 column 3, line 25 - line 38 column 4, line 44 - column 6, line 12 column 7, line 19 - line 32 ----- WO 98 17037 A (ARRAYCOMM INC ;BARRATT CRAIG (US); FARZANEH FARHAD (US); PARISH DA) 23 April 1998 (1998-04-23) cited in the application page 5, line 14 - line 21 page 7, line 8 - line 23 -----	1-4,11, 12,23, 29,31, 34-36, 40,41, 46,50
A	WO 98 17037 A (ARRAYCOMM INC ;BARRATT CRAIG (US); FARZANEH FARHAD (US); PARISH DA) 23 April 1998 (1998-04-23) cited in the application page 5, line 14 - line 21 page 7, line 8 - line 23 -----	13,17

3

Form PCT/ISA210 (continuation of second sheet) (July 1997)

page 2 of 2



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

(information on patent family members)

International Application No

PCT/US 99/08856

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5592490 A	07-01-1997	US 5515378 A	07-05-1996
		US 5546090 A	13-08-1996
		AU 701764 B	04-02-1999
		AU 4595296 A	07-08-1996
		BR 9510197 A	23-12-1997
		CA 2210859 A	25-07-1996
		CN 1173265 A	11-02-1998
		EP 0804858 A	05-11-1997
		FI 973076 A	16-09-1997
		WO 9622662 A	25-07-1996
		WO 9818272 A	30-04-1998
		US 5828658 A	27-10-1998
		AU 670766 B	01-08-1996
		AU 3145493 A	19-07-1993
		CA 2125571 A	24-06-1993
		EP 0616742 A	28-09-1994
		EP 0926916 A	30-06-1999
		FI 942771 A	10-06-1994
		JP 7505017 T	01-06-1995
		WO 9312590 A	24-06-1996
		US 5625880 A	29-04-1997
		US 5642353 A	24-06-1997
EP 0713261 A	22-05-1996	US 5530449 A	25-06-1996
		JP 8256008 A	01-10-1996
US 5546090 A	13-08-1996	US 5515378 A	07-05-1996
		WO 9818272 A	30-04-1998
		US 5592490 A	07-01-1997
		US 5828658 A	27-10-1998
		AU 670766 B	01-08-1996
		AU 3145493 A	19-07-1993
		CA 2125571 A	24-06-1993
		EP 0616742 A	28-09-1994
		EP 0926916 A	30-06-1999
		FI 942771 A	10-06-1994
		JP 7505017 T	01-06-1995
		WO 9312590 A	24-06-1993
		US 5625880 A	29-04-1997
		US 5642353 A	24-06-1997
US 5274844 A	28-12-1993	DE 4314739 A	18-11-1993
		FR 2691842 A	03-12-1993
		GB 2266998 A, B	17-11-1993
		IT 1262364 B	19-06-1996
		JP 6053727 A	25-02-1994
WO 9817037 A	23-04-1998	US 5909470 A	01-06-1999
		AU 4906697 A	11-05-1998

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)



(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW

(72)発明者 バーラット, クレイグ・エイチ  
アメリカ合衆国・94062・カリフォルニア  
州・レッドウッド シティ・レイクビュー  
ウェイ・1060

(72)発明者 ユーリック, クリストファー・アール  
アメリカ合衆国・94526・カリフォルニア  
州・ダンヴィル・ラブ レーン・345

(72)発明者 トロット, ミッチェル・ディ  
アメリカ合衆国・94043・カリフォルニア  
州・マウンテン ビュー・セントラル ア  
ベニュー・318

Fターム(参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03  
FA14 FA15 FA17 FA20 FA29  
FA32 GA02 HA05 HA10  
5K059 CC01 CC02 CC04 DD37 EE02